

①9 RÉPUBLIQUE FRANÇAISE  
INSTITUT NATIONAL  
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE  
PARIS

①1 N° de publication :

(à n'utiliser que pour les  
commandes de reproduction)

2 728 366

②1 N° d'enregistrement national :

94 15229

⑤1 Int Cl<sup>e</sup> : G 06 F 17/10, H 01 Q 21/00

**CETTE PAGE ANNULE ET REMPLACE LA PRECEDENTE**

⑫

**DEMANDE DE BREVET D'INVENTION**

**A1**

②2 Date de dépôt : 19.12.94.

③0 Priorité :

④3 Date de la mise à disposition du public de la  
demande : 21.06.96 Bulletin 96/25.

⑤6 Liste des documents cités dans le rapport de  
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du  
présent fascicule.*

⑥0 Références à d'autres documents nationaux  
apparentés :

⑦1 Demandeur(s) : AGENCE SPATIALE EUROPEENNE  
ORGANISATION INTERGOUVERNEMENTALE —  
FR.

⑦2 Inventeur(s) : COROMINA PI FRANCESC,  
VENTURA TRAVESET BOSCH JAVIER, YARWOOD  
MIKE et BOSCH WOLFGANG.

⑦3 Titulaire(s) :

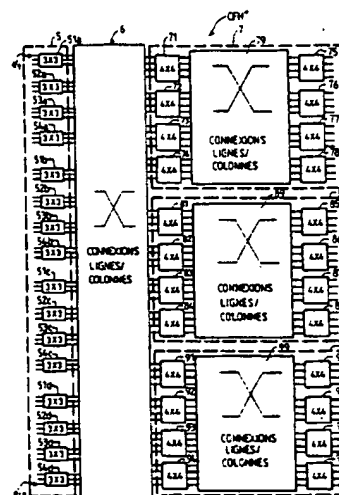
⑦4 Mandataire : BREVETS RODHAIN ET PORTE.

⑤4 RESEAU CONFORMATEUR DE FAISCEAUX POUR ANTENNE RADIOFREQUENCE METTANT EN OEUVRE LA  
TRANSFORMEE DE FOURIER RAPIDE ET STRUCTURE MATERIELLE IMPLANTANT UN TEL RESEAU,  
NOTAMMENT POUR LES APPLICATIONS SPATIALES.

⑤7 L'invention concerne un réseau conformateur de faisceaux (CFH) comprenant des circuits opérant une Transformée de Fourier Discrète "DFT" bidimensionnelle hexagonale sur des signaux d'entrée de manière à commander les éléments rayonnants d'une antenne. Le nombre d'entrées étant égal à  $N_1$ , avec  $N_1 = N^2 \times R$ , les circuits comprennent une première couche (5) constituée de  $N$  cellules identiques (51a à 54d) opérant une "DFT" unidimensionnelle  $R \times R$  et une seconde couche constituée de  $R$  jeux indépendants (7, 8, 9), chaque jeu comprenant des première (71 à 74, 81 à 84, 91 à 94) et seconde (75 à 78, 85 à 88, 95 à 98) rangées de  $N$  cellules identiques opérant une "DFT" unidimensionnelle  $N \times N$ .

L'invention concerne également la structure d'implantation mécanique d'un tel réseau (CFH).

Application notamment à la commande d'antennes radiofréquences du type réseau à la commande de phase pour la génération de faisceaux multiples, embarquée sur un satellite.



FR 2 728 366 - A1



5 L'invention concerne un réseau conformateur de faisceaux pour antenne radiofréquence mettant en oeuvre la Transformée de Fourier Rapide, que l'on appellera dans ce qui suit, pour des raisons de simplification, "FFT" (abréviation communément utilisée de l'expression anglo-saxonne "Fast Fourier Transform").

Elle concerne également une structure matérielle implantant un tel réseau.

10 L'invention s'applique avantageusement, mais non exclusivement, au domaine des antennes du type antenne réseau à commande de phase pour la génération de faisceaux multiples pour des applications embarquées sur satellites.

15 Les conformateurs radiofréquences de faisceaux conventionnels, pour les applications comportant un grand nombre de faisceaux synthétisés et un grand nombre d'élément rayonnant sur l'antenne, ne sont guère utilisables, du fait de leur masse. On recourt plutôt à des conformateurs de faisceaux de fréquence intermédiaire ("FI"), voire à des conformateurs numériques en bande de base, avec l'impact en consommation de puissance que cela implique.

20 L'article de P.S. Hall et S.J. Vetterlein : "Review of Radio Frequency Beamforming Techniques for Scanned and Multiple Beam Antennas", pages 293-303, publié dans "IEE Proceedings", Vol. 137, Pt. H., N° 5, octobre 1990, passe en revue les principales techniques utilisées pour la conformation de faisceaux radiofréquences.

25 Parmi celles-ci, la technique dite de "Matrice de Butler", décrite au paragraphe 4.2 de cet article (voir aussi figure 15), autorise une implantation compacte avec un minimum de circuits de couplage. A priori, de telles matrices de Butler sont appropriées pour la réalisation de réseaux linéaires. En ce qui concerne les réseaux plans à commande de phase mettant en oeuvre des arrangements rectangulaires d'éléments rayonnants, il est possible d'implanter le conformateur de faisceaux en utilisant également des matrices de Butler linéaires.

30 Cependant, la taille maximale d'une matrice de Butler (et donc le nombre maximum de faisceaux et d'éléments rayonnants de l'antenne) est limitée par plusieurs facteurs, comme indiqué ci-dessous :

35 1) Les tolérances de fabrication : quand la taille de la matrice s'accroît, les décalages de fréquence entre les éléments rayonnants adjacents deviennent plus faible. Une commande plus fine des caractéristiques de phase

s'avère nécessaire. On peut admettre, comme rappelé dans l'article précité, que la taille maximale d'une matrice de Butler, mettant en oeuvre la technologie dite "microstrip" (microruban), est de  $64 \times 64$ .

2) La topologie complexe des connexions (cheminement) entre couches de coupleurs : comme il est aisé de le constater sur la figure 1 annexée à la présente description, pour une matrice de Butler, de dimensions  $16 \times 16$ , un cheminement complexe de lignes de connexions est nécessaire. Les circuits du conformateur de faisceau à matrice de Butler se répartissent selon deux niveaux (Niveaux 1 et 2), comprenant chacun quatre cellules,  $Cel_1$  à  $Cel_4$  et  $Cel'_1$  à  $Cel'_4$ , respectivement. Aux liaisons 1 à 16 correspondent seize liaisons 1' à 16'. Une très grande isolation électrique entre ces liaisons est nécessaire. Cette complexité rend les technologies du type "plan" (connues sous le sigle anglo-saxon "planar" : guides à rubans, lignes microbandes) difficiles à mettre en oeuvre.

3) Les exigences concernant les transitions entre faisceaux : Si on considère une antenne réseau linéaire comprenant  $N$  éléments rayonnants, un conformateur de faisceaux à matrice de Butler, de dimensions  $N \times N$ , génère un jeu de  $N$  faisceaux avec des niveaux de transition de  $-4$  dB.

Ce niveau est certainement trop faible pour les applications préférentielles visées par l'invention, à savoir les applications spatiales. Un niveau de l'ordre de  $-1$  dB est exigé. Une solution bien connue consiste à surdimensionner le conformateur et à utiliser seulement une partie de la matrice. A titre d'exemple, en utilisant une matrice de dimensions  $2N \times 2N$ , on obtient un niveau de transition de  $-1.5$  dB.

Il est cependant aisé de comprendre que ce surdimensionnement du conformateur de faisceau à matrice de Butler ait un impact direct sur sa masse, sur ses tolérances de fabrication et accroisse les difficultés liées à la complexité des connexions.

En outre, pour les applications spatiales, on utilise normalement des antennes réseaux avec une topologie de grille hexagonale au lieu de rectangulaire. On obtient une efficacité plus grande en ce qui concerne la compacité : le nombre d'éléments rayonnants requis, comme il est bien connu, est moins important, pour la même couverture. Cependant, dans ce cas, une implantation simple du type ligne/colonne, comme décrit en relation avec les conformateurs à matrice de Butler, n'est plus possible.

Un autre configuration a été proposée par G.G. Chadwick et al., dans : "An Algebraic Synthesis Method for  $RN^2$  Multibeam Matrix Network", paru dans

"Antenna Applications Symposium", Monticello (Illinois, USA), 23-25 septembre 1981, "Proceedings". Cette configuration est très similaire au concept de "matrice de Butler" : ces deux configurations constituent, en réalité, une implantation directe en radiofréquence de l'algorithme "FFT".

5 Bien qu'intéressante, cette configuration amène cependant les mêmes remarques que précédemment en ce qui concerne la masse, les tolérances de fabrication, le cheminement des liaisons et les niveaux de transition entre faisceaux adjacents.

10 En outre, comme il ressort clairement de la figure 12 de la publication précitée, un grand nombre de circuits déphaseurs, placés à deux niveaux, est utilisé. Enfin, les circuits sont très peu modulaires. A l'exception de cellules à trois entrées et trois sorties, il n'y a pas de modules répétitifs.

15 Or, comme il est bien connu, lorsqu'on se trouve en présence de circuits très complexes, cet aspect est très important pour les aspects coûts de fabrication, possibilités d'intégration et facilité de tests. A titre d'exemple, un module est naturellement plus facile à réaliser et moins coûteux à remplacer, en cas de défectuosité, qu'un circuit complexe. La technologie connue limite l'intégration à des circuits d'une certaine dimension et d'une certaine complexité. Des circuits répétitifs relativement peu complexes peuvent donc être réalisés sous forme de circuits intégrés, dont la fiabilité est généralement plus grande que celle des circuits discrets. Enfin, sans que cela soit exhaustif, la complexité des programmes de tests augmente, généralement de façon non linéaire, avec la complexité des circuits à tester.

20 En résumé, il peut être admis que la technologie des antennes radiofréquences, notamment pour les applications spatiales (antennes embarquées sur satellite), impose un certain nombre de contraintes, dont certaines vont maintenant être rappelées.

De façon générale, l'antenne a une forme hexagonale. Cependant dans le cadre de l'invention, l'antenne pourra être également de forme triangulaire.

30 Il est tout d'abord nécessaire de mettre en oeuvre une architecture efficace (le terme "efficace" devant être compris en termes de technologie et de faible complexité). L'algorithme de traitement de signal doit faire appel à Transformée de Fourier Discrète, qui sera appelée dans ce qui suit, pour des raisons de simplification, "DFT" (abréviation de l'expression anglo-saxonne couramment utilisée "Discrete Fourier Transform"). Cette "DFT" opère sur une suite de signaux à échantillonnage d'alimentation des éléments rayonnants de l'antenne de type

35

hexagonal, de telle sorte que les coefficients résultant de la "DFT" soient également à échantillonnage de type hexagonal dans le domaine de la transformée (c'est-à-dire représentant le centre des faisceaux).

5 L'exigence concernant échantillonnage de type hexagonal dans le domaine d'origine (généralement appelé "domaine temporel" dans la technique du traitement de signal) est essentiellement due à la forme usuellement hexagonale de l'antenne. L'exigence concernant échantillonnage de type hexagonal dans le domaine de la transformée (généralement appelé "domaine fréquentiel" dans la technique du traitement de signal) vient du fait qu'il permet une couverture plus  
10 efficace quand les faisceaux coïncident avec une grille hexagonale.

L'invention se fixe donc pour but de résoudre ce problème, à savoir d'offrir tout à la fois une architecture efficace et compatible avec les technologies d'intégration actuelles, l'efficacité s'exprimant en termes de faible masse, de réalisation simple, de fiabilité et de test aisé ; et un algorithme optimisé, le terme  
15 "optimisé" devant à son tour être compris dans des critères d'optimisation technologique plutôt que mathématique.

L'invention a donc pour objet un réseau conformateur de faisceaux pour antenne radiofréquence comprenant un nombre déterminé d'éléments rayonnants pour la génération de faisceaux multiples, ledit réseau conformateur comprenant un  
20 nombre déterminé d'entrées de signaux, un nombre de sorties de signaux de commande des éléments rayonnants égal audit nombre prédéterminé d'entrées de signaux et effectuant sur les signaux d'entrées une transformée discrète de Fourier hexagonale bidimensionnelle, caractérisé en ce que ledit nombre prédéterminé d'entrées et de sorties étant égal à  $N_t$ , avec  $N_t = R \times N^2$ ,  $R$  et  $N$  étant des nombres  
25 entiers, les circuits composant ledit réseau conformateur de faisceaux sont divisés en des premières et secondes couches de circuits effectuant, respectivement, une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle de lignes et une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle de colonnes ;

en ce que la première couche de circuits est constituée d'une rangée de  
30  $N^2$  cellules munies chacune de  $R$  entrées et de  $R$  sorties, chaque cellule recevant un signal présent sur l'une desdites  $N_t$  entrées et effectuant, sur les signaux présents sur ses  $R$  entrées, une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle ;

en ce que la seconde couche de circuits est constituée de  $R$  jeux indépendants de cellules, munies chacune de  $N$  entrées et  $N$  sorties, chaque jeu  
35 comportant une première et une seconde rangée de  $N$  cellules, chaque cellule effectuant, sur les signaux présents sur ses  $N$  entrées, une transformée discrète de

Fourier unidimensionnelle ; chacune des sorties des cellules de ladite seconde rangée commandant un desdits éléments rayonnants ;

en ce que lesdites première et seconde couches de circuits sont reliées par un premier ensemble d'interconnexions, établissant des connexions entre les sorties des cellules de ladite rangée de  $N^2$  cellules et les entrées des  $N$  cellules de la première rangée des  $R$  jeux indépendants de cellules ; les sorties de rang  $i$  de chaque cellule étant connectées, chacune, à l'une des entrées de cellule du jeu indépendant de même rang ; avec  $i \in \{1, R\}$  ;

et en ce que lesdites première et seconde rangées de cellules de chacun desdits  $R$  jeux indépendants sont reliées par un second ensemble d'interconnexions, établissant des connexions entre les sorties des  $N$  cellules de la première rangée et les entrées des  $N$  cellules de la seconde rangée ; la sortie de rang  $j$  de chaque cellule du premier rang étant connectée à une entrée de la cellule de même rang de la seconde rangée ; avec  $j \in \{1, N\}$ .

L'invention concerne également une structure pour l'implantation mécanique d'un tel réseau.

Elle concerne enfin l'application de ce réseau à la commande d'antennes radiofréquences du type réseau à commande de phase pour la génération de faisceaux multiples, notamment d'une antenne à grille hexagonale embarquée sur un satellite.

- La figure 1 illustre schématiquement un conformateur de faisceaux à matrice de Butler de dimensions  $16 \times 16$  selon l'art connu ;

- La figure 2 représente schématiquement la topologie d'une région élémentaire du support des éléments rayonnants d'une antenne du type antenne réseau à commande de phase ;

- La figure 3 représente schématiquement la duplication de cette région élémentaire sur un fragment plus important du support ;

- La figure 4 représente schématiquement une région du support des éléments rayonnants pour un réseau hexagonal de dimensions  $27 \times 27$  ;

- La figure 5 illustre schématiquement l'architecture fonctionnelle d'un conformateur de faisceaux du type hexagonal selon l'invention de dimensions  $27 \times 27$  ;

- La figure 6 illustre schématiquement l'architecture fonctionnelle d'un conformateur de faisceaux du type hexagonal selon l'invention de dimensions  $27 \times 27$ , incorporant des commutateurs ;

- Les figures 7 et 8 illustrent le schéma fonctionnel et la topologie des circuits d'une cellule de base de dimension  $3 \times 3$  utilisée de façon répétée pour la réalisation du conformateur de la figure 5 ;

5 - La figure 9 illustre la topologie des circuits d'une cellule de base de dimension  $3 \times 3$  utilisée de façon répétée pour la réalisation des conformateurs des figures 5 ou 6, selon un second mode de réalisation ;

- La figure 10 illustre une variante de ce second mode de réalisation ;

10 - La figure 11 illustre schématiquement l'architecture fonctionnelle d'un conformateur de faisceaux du type hexagonal selon l'invention de dimensions  $48 \times 48$  ;

- Les figures 12 et 13 illustrent le schéma fonctionnel et la topologie des circuits d'une cellule de base de dimension  $4 \times 4$  utilisée de façon répétitive pour la réalisation du conformateur de la figure 11 ;

15 - La figure 14 illustre la topologie des circuits d'une cellule de base de dimension  $4 \times 4$  utilisée de façon répétée pour la réalisation du conformateur de la figure 11, selon un second mode de réalisation ;

- La figure 15 illustre schématiquement un premier exemple d'implantation physique d'un conformateur de faisceaux ;

20 - La figure 16 illustre schématiquement un deuxième exemple d'implantation physique d'un conformateur de faisceaux, particulièrement approprié pour un conformateur de grandes dimensions ;

- La figure 17 illustre schématiquement un troisième exemple d'implantation physique de ce conformateur de faisceaux, particulièrement approprié pour un conformateur de très grandes dimensions ;

25 - La figure 18 illustre la réalisation d'un cheminement d'interconnexions mettant en oeuvre la technologie dite "planar" ;

- La figure 19 illustre un exemple de réalisation de ligne de transmission du type ruban pouvant être utilisée comme élément de liaison.

30 Comme il a été rappelé, parmi les contraintes de la technologie radiofréquence, il est nécessaire de mettre en oeuvre une architecture efficace qui opère la transformée "DFT" d'une suite bidimensionnelle de signaux à échantillonnage hexagonal (c'est-à-dire des entrées de signal à un élément d'antenne qui est placé sur une grille de topologie hexagonale) de telle sorte que les coefficients résultant de la "DFT" soient aussi à échantillonnage hexagonal dans le  
35 domaine de la transformée (représentant le centre des faisceaux).

L'architecture doit avoir les caractéristiques suivantes :

1. Il doit être fait usage d'une décomposition lignes/colonnes ;
2. L'architecture doit être modulaire et faire appel à un très petit nombre de blocs fonctionnels (un ou deux) qui sont répétés et dont la complexité reste compatible avec les contraintes des technologies d'intégration habituelles à ce type d'application ;
3. L'architecture doit offrir un degré de modularité additionnel tel que plusieurs blocs fonctionnels puissent être interconnectés pour former un bloc que l'on peut qualifier de "macro bloc" et qui peut être utilisé dans différentes parties de l'architecture dans sa globalité ;
4. Le nombre de déphaseurs associés aux interconnexions doit être minimisé.

L'algorithme mathématique mis en oeuvre dans le conformateur de faisceaux selon l'invention doit être compatible avec les contraintes de l'architecture qui viennent d'être rappelées.

- On va tout d'abord rappeler les principales propriétés et caractéristiques d'un algorithme "DFT" bidimensionnel hexagonal. Seules les caractéristiques nécessaires à l'invention seront explicitées en détail, le fondement mathématique d'une telle transformée étant bien connu *per se*. On pourra de nouveau se référer avantageusement, par exemple, à l'article de G.G. Chadwick et al. précité pour une explication plus détaillée de cet algorithme appliqué aux antennes radiofréquences du type réseau à commande de phase.

Les étapes décrites ci-après sont suivies :

1. Il est tout d'abord nécessaire de déterminer les régions du support des deux domaines de transformée, c'est-à-dire d'établir, dans l'espace bidimensionnel d'origine, comment sont répartis les éléments rayonnants de l'antenne et, dans l'espace bidimensionnel de transformée, comment sont répartis les centres des faisceaux. Ces deux régions de support sont caractérisées par deux nombres, à savoir  $N_1$  et  $N_2$ , et sont dotées d'une forme sensiblement hexagonale comme illustré par la figure 2.

- Les éléments d'indice  $i$ ,  $E_{i_j}$ , sont donc compris dans un hexagone repéré par rapport à deux axes arbitraires orthonormés  $y_x$ . Le côté inférieur, de dimension  $N_1$ , est confondu avec l'axe  $x$  et le côté supérieur, de dimension  $N_1+1$ , est parallèle à cet axe  $x$ . Les côtés latéraux, de dimensions  $N_2$  et  $N_2+1$ , sont inclinés par rapport à l'axe  $x$  d'un angle  $\alpha$  et d'un angle  $(\pi - \alpha)$ , respectivement, avec  $\alpha$  peu différent de  $45^\circ$  dans l'exemple décrit. La légère asymétrie simplifie beaucoup l'explication des calculs mathématiques, mais n'a pas d'incidence sur le système selon l'invention, car



dans un cas réel, seuls les éléments nécessaires à l'intérieur de la région de support peuvent être sélectionnés, région qui peut avoir une forme symétrique.

2. Dans une deuxième étape, la périodicité de la matrice  $N$  est déterminée. Celle-ci constitue une matrice caractéristique de la transformée bidimensionnelle utilisée dans le cadre de l'invention. Elle doit être sélectionnée de telle manière qu'elle concerne un signal à échantillonnages hexagonal dont la transformée de Fourier est aussi un signal à échantillonnages hexagonal.

Cette matrice peut prendre la forme suivante :

$$N = \begin{bmatrix} N_1 + N_2 & N_2 \\ N_2 & 2N_2 \end{bmatrix} \quad (1)$$

3. Dans une troisième étape, on écrit les transformées de Fourier Discrètes (Directe) et Inverse : "DFT" et "IDFT". Elles peuvent être déterminées à partir des équations suivantes :

$$x(n) = \frac{1}{|\det(N)|} \sum_{k \in L_{I,N}} X(k) \times \exp(jk^T (2\pi N^{-1})n) \quad (2); \text{ avec } n \in L_{I/N}$$

$$X(k) = \sum_{n \in L_{I,N}} x(n) \times \exp(-jk^T (2\pi N^{-1})n) \quad (3); \text{ avec } k \in L_{I/N^T}$$

L'expression  $L_{I/N}$  est une suite algébrique appelée la suite de résidus modulo  $n$  de la suite algébrique  $LI$ , qui est un treillis bidimensionnel de nombres entiers. En particulier,  $L_{I/N}$  est une suite de classes équivalentes, dont la classe générique  $[n]$  est donnée par l'expression :

$$[n] = \{m, n \in L_I \text{ de telle manière que } n = m \pmod{N}\} \quad (4);$$

$[n]$  étant l'une des représentations possibles de cette classe.

De façon analogue,  $L_{I/N^T}$  est une suite de résidus modulo  $N^T$  de  $LI$ , et de ce fait une suite de classes d'équivalence, pour laquelle une classe générique  $[k]$  est donnée par l'expression :

$$[k] = \{j, k \in L_I \text{ de telle manière que } k = j \pmod{N^T}\} \quad (4);$$

$[k]$  est une des représentations possibles de cette classe.

On va considérer l'une des suites, à titre d'exemple la suite  $L_{I/N}$ . Le nombre de classes de résidus de la suite  $L_{I/N}$  est appelé l'index de  $L_I$  dans  $L_N$ . Le nombre de classes de résidus, et donc de points à considérer dans l'équation (3), devient égal à  $|\det(N)|$ , qui est lui-même égal à  $[(2N_1 \times N_2) + N_2^2]$  (Voir Equation (1)). Il existe une infinité de sélections possibles pour les suites représentatives de  $L_{I/N}$  puisque le nombre de représentations d'une classe d'équivalence donnée est infini.

Lors d'une quatrième étape, les valeurs d'entrées  $x(n)$  de l'équation (3) sont déterminées (ou de façon alternative les valeurs d'entrée  $X(k)$  de l'équation (2)).

La procédure suivante est suivie (seul le cas de la détermination de  $x(n)$  est illustré, puisqu'on procède à des opérations équivalentes pour déterminer  $X(k)$ ) :

5 a) Dans un espace bidimensionnel comprenant les éléments rayonnants comme illustré par la figure 2, on définit deux nouveaux axes, respectivement  $n_1$  et  $n_2$ ,  $n_1$  étant confondu avec l'axe  $x$  et  $n_2$  formant un angle  $\alpha$  avec cet axe (c'est-à-dire étant confondu avec le côté de dimension  $N_2 + 1$  de l'hexagone). En outre, chaque élément rayonnant est repéré par rapport à ces nouveaux axes :  $x(n_1, n_2)$ .

10 b) On génère ensuite, comme illustré plus particulièrement par la figure 3 (duplications  $Rp_i$ ), une extension périodique du signal  $x(n_1, n_2)$  en générant des répétitions du signal original définies comme :

$$x(n_1 - (r_1 \times N_2 + r_2 \times (N_1 + N_2)), n_2 - (r_1 \times 2N_2 + r_2 \times N_2)) ; N_1 \text{ et } N_2 \text{ étant}$$
 les nombres entiers précédemment définis et  $r_1$  et  $r_2$  des nombres arbitraires, et dont  
15 les coordonnées sont exprimées par rapport aux axes  $n_1$  et  $n_2$ . Ces répétitions permettent de couvrir entièrement l'espace bidimensionnel. Le jeu initial de points  $x(n_1, n_2)$ , avant répétition, est appelé période fondamentale. La relation suivante est satisfaite :

$$x(n_1, n_2) = x(n_1 - (r_1 \times N_2 + r_2 \times (N_1 + N_2)), n_2 - (r_1 \times 2N_2 + r_2 \times N_2)) \quad (6) ;$$
  
20  $r_1$  et  $r_2$  étant des entiers arbitraires.

c) Finalement, on peut effectuer une correspondance entre  $x(n)$  et  $x(n(1))$  et  $x(n(2))$  dans la représentation étendue,  $n(1)$  et  $n(2)$  étant définis comme les deux coordonnées qui définissent la représentation des classes d'équivalence  $[n]$  de  $L_{I/N}$ .

25 
$$X(n) = x(n(1), n(2)) \quad (7) ; \quad \text{avec } n = n(1), n(2)$$

A partir de ce résultat, il devient possible de déterminer une architecture du réseau conformateur de faisceaux selon l'invention. On peut résumer les étapes précédentes comme suit :

- 30 a) Détermination des éléments (jeu des représentations  $[n]$ ) de  $L_{I/N}$  (ou alternativement de  $L_{I/N}^r$ ) ;  
b) détermination des valeurs de  $x(n)$  selon l'équation (3) (ou alternativement de  $X(k)$  selon l'équation (2)) ;  
c) Application de l'équation (2) pour la "DFT" (Directe) ou pour la "IDT".

35 Jusqu'à ce point, la procédure a constitué en une simple reformulation du problème selon une représentation algébrique appropriée. En réalité, la "DFT"

de l'équation (2) n'a pas recours à un algorithme rapide et, en conséquence, ne satisfait aucun des critères que se fixe l'invention.

Puisque la matrice de périodicité (équation (1)) n'est pas une matrice diagonale, il n'est pas possible de réaliser une décomposition lignes/colonnes dans l'équation (2), qui est la première condition requise par l'invention pour obtenir une implantation efficace.

Pour résoudre ce premier problème, il est nécessaire de réaliser les étapes suivantes :

a) Décomposition de la matrice périodique  $N$  en ce qu'il est appelé une forme normale de Smith. Cette décomposition est toujours possible. On obtient une relation matricielle de la forme :

$$N = U \cdot D \cdot V \quad (8);$$

relation dans laquelle  $U$  et  $V$  sont des matrices unimodulaire entières (c'est-à-dire pour lesquelles la relation suivante est satisfaite :  $\det(U) = \det(V) = 1$ , et  $D$  est une matrice diagonale entière de la forme :

$$D = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & d_2 \end{bmatrix} \quad (9);$$

matrice dans laquelle  $d_1$  est un diviseur de  $d_2$ .

b) Substitution de l'équation (8) dans l'équation (3) par laquelle on obtient :

$$X(k) = \sum_{n \in L_{IN}} x(n) \times \exp(-jk^T [V^{-1}(2\pi D^{-1})U^{-1}]n) \quad (10);$$

avec  $k \in L_{IN}^T$ .

En définissant  $\hat{n} = U^{-1} \cdot n$  (11) et  $\hat{k} = (V^{-1})^T \cdot k$  (12), l'équation (10) peut être réécrite comme suit :

$$X((V^{-1})^T \hat{k}) = \sum_{n \in L_{IN}} x(U^{-1} \hat{n}) \times \exp(-j\pi \hat{k}^T D^{-1} \hat{n}) \quad (13) \text{ avec } \hat{k} \in L_{IN}^T$$

La matrice  $D$  étant une matrice diagonale, l'équation (13) décrit de ce fait une "DFT" rectangulaire conventionnelle, avec une décomposition lignes/colonnes.

Il est à noter que les nouvelles variables introduites (voir (11) et (12)) sont isomorphes avec les variables  $n$  et  $k$ , respectivement. En outre, elles ne supposent qu'un réarrangement dans les données d'entrée et de sortie qui n'implique pas de calculs supplémentaires. Il est à noter enfin que, les paramètres d'un problème particulier étant fixés, c'est-à-dire la géométrie de l'antenne et des

faisceaux, le réarrangement précité n'a pas d'impact sur le matériel résultant. Il est juste nécessaire de connaître comment associer les entrées "DFT" avec les éléments rayonnants et les sorties "DFT" avec les faisceaux, ce qui peut se déduire de l'équation (11).

5 Avec a) et b), un premier objectif de l'invention conduisant à une implantation matérielle efficace, c'est-à-dire la décomposition lignes/colonnes, est atteint.

10 L'objectif consistant en une décomposition en blocs modulaires importants (qui ont été qualifiés dans ce qui précède de "macro blocs") est également atteint. Ces blocs sont répétés dans l'architecture.

Il est également intéressant de remarquer que toutes les lignes de "DFT" sont identiques parmi elles-mêmes et que ceci est également vrai pour les colonnes. Il est donc nécessaire de déterminer un seul de ces blocs.

15 En outre, la "DFT" bidimensionnelle de grande dimension a été réduite à deux "DFT" de plus petite dimension. La première étape pour le calcul d'un "FFT" a donc été réalisée.

20 Pour atteindre les autres objectifs que se fixe l'invention, il est nécessaire de procéder à des étapes supplémentaires. Chacune de ces deux unidimensionnelle "DFT" vont maintenant être décomposées en un jeu de blocs modulaires de faible dimension, compatibles avec les limitations des technologies d'intégration couramment utilisées pour ce type d'applications. Ces blocs pourront être réutilisés de nombreuses fois dans le réseau conformateur selon l'invention.

25 Il est nécessaire, pour ce faire de travailler plus avant de façon indépendante, les lignes et les colonnes des "DFT" unidimensionnelle et d'avoir recours à l'algorithme "FFT" bien connu pour des "DFT" unidimensionnelles, c'est-à-dire l'algorithme dit "radix" (radix-2, radix-3, radix-4, etc.), la décomposition en facteurs premiers, etc. La sélection de l'algorithme dépend de la taille de la "DFT" unidimensionnelle. Une revue de ces algorithmes peut être trouvée dans les articles suivants :

30 - de Russel M. Mersereau : "The Processing of Hexagonally Sampled Two-Dimensional Signals", paru dans "Proceedings of the IEEE", vol. 67, No. 6, juin 1979, pages 930-949 ;

35 - de Russel M. Mersereau et la. : "The Processing of Periodically Sampled Multidimensional Signals", paru dans "IEEE Transactions on ASSP", vol. 31, février 1983, pages 188-194 ;

- et de Abderrezac Guessoum et al. : "Fast Algorithms for the Multidimensional Discrete Fourier Transform" paru dans IEEE Transactions on ASSP", vol. 34, août 1986, pages 937-943.

5 Bien que la décomposition précédente puisse être efficace en pratique (cas pour lesquels la taille du réseau et le nombre de faisceaux peuvent être ajustés de manière obtenir des nombres bien conditionnés), une procédure alternative, qui minimise encore plus le nombre de déphaseurs, peut être mise en œuvre quand  $\det(D)$  peut être exprimé comme le produit de deux nombres (c'est-à-dire  $p$  et  $q$ ) qui sont premiers entre eux. Dans ce cas, la décomposition en "DFT" de plus petite  
10 dimension peut être réalisée directement dans le cas en deux dimensions et non indépendamment dans le cas en une dimension. Ce cas peut être considéré comme une extension de la théorie de la décomposition de la "FFT" unidimensionnelle en facteurs premiers, qui est connue sous l'appellation anglo-saxonne "MPFA" (pour Algorithme de Matrice en Facteurs Premiers).

15 Ces deux approches de décompositions permettent d'obtenir une architecture matérielle qui satisfait toutes les exigences que s'était fixées l'invention, c'est-à-dire, outre les exigences déjà rappelées, les exigences suivantes :

- Les jeux de "DFT" unidimensionnelles de grandes dimensions se réduisent à des blocs "DFT" de faibles dimensions, répétés de nombreuses fois tout  
20 au long de l'architecture ;

- Les déphaseurs dans les stades intermédiaires entre lignes et colonnes ne sont plus nécessaires ; le nombre de déphaseurs est donc réduit.

Généralement, avec les paramètres normaux à considérer dans une application de communications par satellites, la "FFT" bidimensionnelle de grande  
25 dimension consistera en une couche de simples "DFT" unidimensionnelles (d'ordre 3 ou 4) pour les "DFT" lignes et au plus de deux couches de "DFT" unidimensionnelles de faible dimension pour les "DFT" unidimensionnelles de colonnes. Il existe donc trois couches au total.

On va maintenant décrire l'architecture matérielle de conformateurs de  
30 faisceaux conformes à l'invention.

Pour fixer les idées, on considérera deux cas : un premier cas concernant une architecture d'un conformateur de faisceaux de taille modérée, en l'occurrence un conformateur de faisceaux hexagonal de taille  $27 \times 27$ , et un second cas concernant un conformateur de faisceaux plus complexe, en l'occurrence un  
35 conformateur de faisceaux de taille  $48 \times 48$ .

Selon la procédure qui vient d'être rappelée, il est tout d'abord nécessaire de déterminer les régions du support, c'est-à-dire de l'antenne. Si on admet que  $N_1 = N_2 = 3$ , le nombre total d'éléments rayonnants sera égal à  $2 \times N_1 \times N_2 + N_2^2$ , soit 27 éléments rayonnants et 27 faisceaux. La région du support est illustrée par la figure 4 : éléments  $El_1$  à  $El_{27}$ .

On détermine la matrice  $N$  : Si on se réfère de nouveau à l'équation (1), la matrice  $N$  devient :

$$N = \begin{bmatrix} 6 & 3 \\ 3 & 6 \end{bmatrix} \quad (14)$$

On détermine les valeurs des éléments  $[n]$  de  $L_{IN}$  et les éléments  $[k]$  de  $L_{IN}^T$  :

La sélection n'est pas unique puisque, comme il a été indiqué, il existe une infinité de représentations de chaque classe. On peut choisir le jeu ci-dessous.

$$[n] = \begin{Bmatrix} n_1 = (0,0) & n_2 = (1,0) & n_3 = (2,0) \\ n_4 = (0,1) & n_5 = (1,1) & n_6 = (2,1) \\ n_7 = (0,2) & n_8 = (1,2) & n_9 = (2,2) \\ n_{10} = (0,3) & n_{11} = (1,3) & n_{12} = (2,3) \\ n_{13} = (0,4) & n_{14} = (1,4) & n_{15} = (2,4) \\ n_{16} = (0,5) & n_{17} = (1,5) & n_{18} = (2,5) \\ n_{19} = (0,6) & n_{20} = (1,6) & n_{21} = (2,6) \\ n_{22} = (0,7) & n_{23} = (1,7) & n_{24} = (2,7) \\ n_{25} = (0,8) & n_{26} = (1,8) & n_{27} = (2,8) \end{Bmatrix} \quad (15)$$

15

et

$$[k] = \begin{Bmatrix} k_1 = (0,0) & k_2 = (1,0) & k_3 = (2,0) \\ k_4 = (0,1) & k_5 = (1,1) & k_6 = (2,1) \\ k_7 = (0,2) & k_8 = (1,2) & k_9 = (2,2) \\ k_{10} = (0,3) & k_{11} = (1,3) & k_{12} = (2,3) \\ k_{13} = (0,4) & k_{14} = (1,4) & k_{15} = (2,4) \\ k_{16} = (0,5) & k_{17} = (1,5) & k_{18} = (2,5) \\ k_{19} = (0,6) & k_{20} = (1,6) & k_{21} = (2,6) \\ k_{22} = (0,7) & k_{23} = (1,7) & k_{24} = (2,7) \\ k_{25} = (0,8) & k_{26} = (1,8) & k_{27} = (2,8) \end{Bmatrix} \quad (16)$$

Il est à remarquer que, puisque  $N$  est symétrique,  $[n]$  et  $[k]$  possèdent les mêmes jeux de valeurs.

On détermine ensuite les valeurs de  $x(n)$  et on les relie aux éléments  $El_i$  de l'antenne (voir figure 4) :

$$\begin{aligned}
x(n_1) &= x(0,0) = \text{élément 1} & x(n_2) &= x(1,0) = \text{élément 2} \\
x(n_3) &= x(2,0) = \text{élément 3} & x(n_4) &= x(0,1) = \text{élément 4} \\
x(n_5) &= x(1,1) = \text{élément 5} & x(n_6) &= x(2,1) = \text{élément 6} \\
x(n_7) &= x(0,2) = \text{élément 8} & x(n_8) &= x(1,2) = \text{élément 9} \\
x(n_9) &= x(2,2) = \text{élément 10} & x(n_{10}) &= x(0,3) = \text{élément 13} \\
x(n_{11}) &= x(1,3) = \text{élément 14} & x(n_{12}) &= x(2,3) = \text{élément 15} \\
x(n_{13}) &= x(0,4) = \text{élément 7} & x(n_{14}) &= x(1,4) = \text{élément 19} \\
x(n_{15}) &= x(2,4) = \text{élément 20} & x(n_{16}) &= x(0,5) = \text{élément 11} \\
x(n_{17}) &= x(1,5) = \text{élément 12} & x(n_{18}) &= x(2,5) = \text{élément 24} \\
x(n_{19}) &= x(0,6) = \text{élément 16} & x(n_{20}) &= x(1,6) = \text{élément 17} \\
x(n_{21}) &= x(2,6) = \text{élément 18} & x(n_{22}) &= x(0,7) = \text{élément 21} \\
x(n_{23}) &= x(1,7) = \text{élément 22} & x(n_{24}) &= x(2,7) = \text{élément 23} \\
x(n_{25}) &= x(0,8) = \text{élément 25} & x(n_{26}) &= x(1,8) = \text{élément 26} \\
x(n_{27}) &= x(2,8) = \text{élément 27}
\end{aligned} \tag{17}$$

On en déduit l'architecture "FFT" :

a) Décomposition de la matrice N dans sa forme normale de Smith :

$$N = U \cdot D \cdot V = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 3 & 0 \\ 9 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \tag{18}$$

b) Réécriture de la "DFT" sous la forme d'une "DFT" rectangulaire :

$$X((V^{-1})^T \hat{k}) = \sum_{\hat{n} \in L_{1,D}} x(U^{-1} \hat{n}) \cdot \exp(-j2\pi \hat{k}^T D^{-1} \hat{n}) \quad \text{avec } \hat{k} \in L_{1,D^T} \tag{19}$$

et 
$$D^{-1} = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 \\ 0 & 1/9 \end{bmatrix} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
\hat{n} &= U^{-1} \cdot n = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -2 \end{bmatrix} \cdot n \\
\hat{k} &= V^{-1} \cdot k = \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \cdot k
\end{aligned} \tag{21}$$

L'équation (21) détermine les réarrangements d'entrée et de sortie.

L'algorithme "FFT" unidimensionnel est ensuite utilisé pour les "DFT" unidimensionnelles de ligne et de colonne :

a) En ce qui concerne la "DFT" unidimensionnelle de ligne, celle-ci est une "DFT" 3 points, elle est donc réduite à son expression minimale.

B) La "DFT" unidimensionnelle de colonne est une "DFT" de 9 points. Il est donc possible d'utiliser l'algorithme de décomposition lignes/colonnes radix-3.

L'équation (19) peut être réécrite de la manière suivante :

$$X(k_1, k_2) = \sum_{n_2=0}^8 \left[ \sum_{n_1=0}^2 x(n_1, n_2) \exp(-j \frac{2\pi}{3} k_1 \cdot n_1) \right] \cdot \exp(-j \frac{2\pi}{9} k_2 \cdot n_2) \quad (22)$$

dans laquelle il a été défini les expressions suivantes :

$$\hat{n} = (\hat{n}(1), \hat{n}(2)) = (n_1, n_2) \quad (23)$$

$$\hat{k} = (\hat{k}(1), \hat{k}(2)) = (k_1, k_2) \quad (24)$$

$C(n_2, k_1)$  peut être défini comme suit :

$$C(n_2, k_1) = \sum_{n_1=0}^2 x(n_1, n_2) \exp(-j \frac{2\pi}{3} k_1 \cdot n_1) \quad (25)$$

En substituant (25) dans (22), on obtient :

$$X(k_1, k_2) = \sum_{n_2=0}^8 C(n_2, k_1) \exp(-j \frac{2\pi}{9} k_2 \cdot n_2) \quad (26)$$

On effectue ensuite les changements de variables suivants :

$$\begin{aligned} n_2 &= 3p + q & \text{avec } p \in (0, 1, 2) & \text{et } q \in (0, 1, 2) \\ k_2 &= 3r + s & \text{avec } r \in (0, 1, 2) & \text{et } s \in (0, 1, 2) \end{aligned} \quad (27)$$

On obtient alors l'équation (28) :

$$X(k_1, 3r + s) = \sum_{q=0}^2 \left[ \left[ \sum_{p=0}^2 C(3p + q, k_1) \cdot e^{(-j \frac{2\pi}{3} r \cdot p)} \right] \cdot e^{(-j \frac{2\pi}{9} s \cdot q)} \right] \cdot e^{(-j \frac{2\pi}{3} r \cdot q)}$$

En appelant :

$$D(q, k_1, s) = \sum_{p=0}^2 C(3p + q, k_1) \exp(-j \frac{2\pi}{3} s \cdot p) \quad (29) \quad \text{et}$$

$$E(q, k_1, s) = D(q, k_1, s) \exp(-j \frac{2\pi}{9} s \cdot q) \quad (30)$$

et en substituant (30) dans (28), on obtient finalement :

$$X(k_1, 3r + s) = \sum_{q=0}^2 E(q, k_1, s) \exp(-j \frac{2\pi}{3} s \cdot q) \quad (31)$$

ou de façon équivalente (équation (32)):

$$X(k_1, 3r + s) = \sum_{q=0}^2 \underbrace{\left[ \sum_{p=0}^2 \underbrace{\left[ \sum_{n_1=0}^2 x(n_1, 3p + q) \cdot e^{(-j \frac{2\pi}{3} k_1 \cdot n_1)} \right]}_{C(3p+q, k_1)} \right]}_{D(q, k_1, s)} \cdot e^{(-j \frac{2\pi}{9} s \cdot q)} \cdot e^{(-j \frac{2\pi}{3} r \cdot q)}$$



La transformée inverse peut être obtenue simplement en conjuguant les exponentielles, en normalisant par le déterminant de  $D$  et en changeant les variables (équation (33)) :

$$x(n_1, 3p + q) = \frac{1}{|\det(D)|} \sum_{r=0}^2 \underbrace{\left[ \sum_{k_1=0}^2 \underbrace{X(k_1, 3r + s)}_{\substack{C(3r+s, n_1) \\ E(s, n_1, q)}} \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}k_1 n_1} \right] \cdot e^{(j\frac{2\pi}{3}q \cdot r)} \cdot e^{(j\frac{2\pi}{9}q \cdot s)} \cdot e^{(j\frac{2\pi}{3}p \cdot s)} \right]}_{D(s, n_1, q)}$$

5 L'architecture du conformateur de faisceaux peut être déterminée pour qu'il satisfasse ces équations (32) et (33), c'est-à-dire pour que les transformées "DFT" et "IDFT" soient réalisées.

La figure 5 illustre l'architecture d'un conformateur de faisceaux hexagonal CFH, de dimensions  $27 \times 27$ , conforme à l'invention.

10 Le réarrangement des éléments de sortie est repéré par les références  $El_1$  à  $El_{27}$ . Ces références correspondent à celles des éléments rayonnants de la figure 4. Ce réarrangement est dérivé de l'équation (21).

Comme il ressort clairement de la figure 5, le conformateur de faisceaux hexagonal CFH selon l'invention ne comprend que deux couches principales de circuits. En outre, il n'utilise qu'une seule sorte de cellule, très simple, en l'occurrence des circuits effectuant une "DFT" unidimensionnelle 3 points.

De façon plus précise, le conformateur de faisceaux hexagonal CFH comprend quatre jeux de cellules : 1 à 4, le jeu référencé 4 constituant l'une des couches de circuits.

Cette couche comprend neuf cellules ou modules identiques, 41 à 47, réalisant une "DFT" unidimensionnelle 3 points. Un tel module sera décrit ultérieurement en regard de la figure 6. Les entrées de ces cellules, référencées  $e_1$  à  $e_{27}$ , de haut en bas sur la figure 5, sont en nombre égal au nombre d'éléments  $El_i$ .

25 La seconde couche de circuits comprend trois jeux, référencés 1 à 3. Chacun de ces jeux comporte 9 entrées et 9 sorties. Chaque jeu est constitué de deux rangées de 3 cellules de base, chacun effectuant une "DFT" 3 points. Les deux rangées sont reliées par des cheminements des liaisons lignes/colonnes incorporant des déphaseurs : 111 à 143, 212 à 233 et 311 à 333, dénommés  $CLC_1$  à  $CLC_3$  respectivement, pour les jeux 1 à 3. Chaque jeu est doté d'une topologie identique.

30 Les trois sorties du premier module, par exemple le module 11, sont reliées chacune à des déphaseurs  $0^\circ$  : 111, 112 et 113. En d'autres termes les signaux de sortie ne sont pas déphasés. Les trois sorties du deuxième module, par exemple le module 12, sont reliées, respectivement à des déphaseurs  $0^\circ$ ,  $40^\circ$  et  $80^\circ$  : 121, 122 et 123.

Les trois sorties du troisième module, par exemple le module 13, sont reliées, respectivement à des déphaseurs  $0^\circ$ ,  $80^\circ$  et  $160^\circ$  : 131, 132 et 133. Les sorties des premiers déphaseurs de chaque jeu, par exemple 111, 121 et 131, sont reliées à l'une des trois entrées (de haut en bas sur la figure 5) du premier module de la  
5 seconde rangée, par exemple le module 14. Les sorties des deuxièmes déphaseurs de chaque jeu, par exemple 112, 122 et 132, sont reliées à l'une des trois entrées du deuxième module de la seconde rangée, par exemple le module 15. Les sorties des troisièmes déphaseurs de chaque jeu, par exemple 113, 123 et 133, sont reliées à l'une des trois entrées du troisième module de la seconde rangée, par exemple le  
10 module 16.

Les sorties des cellules, 14 à 16, 24 à 26 et 34 à 36, de la seconde rangée des jeux 1 à 3 sont reliées aux éléments rayonnants dans l'ordre suivant, conformément au réarrangement précité :  $El_1, El_{13}, El_{16}, El_2, El_{14}, El_{17}, El_3, El_{15}, El_{18}, El_6, El_{20}, El_{23}, El_7, El_{21}, El_4, El_{19}, El_{22}, El_5, El_{12}, El_{26}, El_9, El_{24}, El_{27}, El_{10}, El_{25}, El_8$  et  $El_{11}$  (de haut en bas sur la figure).  
15

Pour leurs parts, les premières sorties des trois premières cellules, 41 à 43, du jeu 4, sont reliées aux premières entrées des cellules, 11 à 13, de la première rangée du jeu 1. De même, les premières sorties des trois cellules suivantes, 44 à 46, sont reliées aux deuxièmes entrées des trois cellules, 11 à 13, et les premières  
20 sorties des trois dernières cellules, 47 à 49, au troisièmes entrées des trois cellules, 11 à 13.

Ce schéma d'interconnexion se répète pour les deuxièmes sorties de toutes les cellules du premier jeu qui sont reliées aux deuxièmes entrées des jeux de la seconde couche. Il en est enfin de même pour les troisièmes sorties qui sont  
25 reliées à l'une des troisièmes entrées des cellules de la seconde couche de circuit.

Cet arrangement de liaisons lignes/colonnes porte la référence générale  
4a.

L'architecture du conformateur de faisceaux hexagonal conforme à l'invention est donc parfaitement régulière. En outre, elle s'avère beaucoup moins  
30 complexe que l'architecture d'un conformateur de faisceaux hexagonal équivalent selon l'art connu, telle que celle décrite, par exemple, dans l'article de Chadwick précité. Le nombre de déphaseurs est réduit au minimum, selon l'un des buts que se fixe l'invention.

L'architecture de conformateur de faisceaux hexagonal CFH qui vient  
35 d'être décrite se prête à une intégration très aisée d'une matrice de commutateurs radiofréquence. En incorporant directement cette matrice dans l'architecture du

conformateur, on obtient un haut degré de possibilité de commutation de faisceaux. De façon plus précise l'architecture résultante réalise, à la fois, les fonctions correspondantes à un conformateur de faisceaux hexagonal et celles correspondantes à un commutateur de faisceaux.

5 La figure 6 illustre schématiquement une telle architecture, dans l'exemple particulier d'un conformateur de faisceaux hexagonal CFH', de dimensions  $27 \times 27$ . Elle reprend, en son entier, l'architecture du conformateur de la figure 5 qu'il est inutile de redécrire.

10 La différence principale consiste en l'addition de trois couches de commutateurs,  $Co_1$  à  $Co_3$ , respectivement. Chaque couche comporte neuf matrices de commutateurs de dimensions  $3 \times 3$  :  $Co_{11}$  à  $Co_{19}$ , pour la première couche  $Co_1$  ;  $Co_{21}$  à  $Co_{29}$ , pour la deuxième couche  $Co_2$  ;  $Co_{31}$  à  $Co_{39}$ , pour la troisième couche  $Co_3$ .

15 La première couche  $Co_1$  est intercalée entre les entrées,  $e_1$  à  $e_{27}$ , et les entrées des cellules  $3 \times 3$ , 41 à 49, des circuits 4.

La deuxième couche  $Co_2$  est intercalée entre les sorties de l'ensemble de connexions lignes/colonnes 4a et les entrées des cellules de dimensions  $3 \times 3$ , 41 à 49.

20 Enfin la troisième couche  $Co_3$  est intercalée entre les sorties de les trois ensembles de liaisons lignes/colonnes,  $CLC_1$  à  $CLC_3$ , et les entrées des cellules  $3 \times 3$ , 41 à 49.

On constate que l'architecture du conformateur de faisceau CFH' reste tout à fait symétrique.

25 En initialisant toutes les vingt-sept matrices de commutateurs de dimensions  $3 \times 3$  à un état approprié, on peut obtenir théoriquement  $6^{27}$  permutations des faisceaux réels dans l'espace, correspondant à chaque port d'entrée de faisceau.

Dans la réalité, cette technique ne permet pas l'implantation de toutes les permutations précitées. Cependant le nombre de permutations est extrêmement élevé. L'expérience montre qu'il est suffisant pour la plupart des applications.

30 Cette solution est à comparer à la solution classique qui aurait consisté, pour obtenir le même résultat, en la mise en oeuvre d'une matrice complète de commutateurs de dimensions  $27 \times 27$  avec un conformateur de faisceaux en cascade.

35 Différentes architectures sont connues pour la réalisation de la fonction commutateur radiofréquence ("crossbar", circuits reconfigurables, circuits diviseurs-mélangeur de puissance, etc.). En général, les implantations de circuits sont limitées par l'isolation pouvant être atteinte entre ports, isolation qui décroît

avec la taille de la matrice de commutateurs et/ou avec les pertes d'insertion associées.

Si on met en oeuvre l'architecture conforme à l'invention, qui autorise l'incorporation de la fonction commutation dans la fonction conformateur, on peut obtenir une bonne isolation : chaque signal ne se propage qu'au travers des circuits de commutation d'une matrice de dimension  $3 \times 3$ , pour un conformateur de faisceaux hexagonal de dimensions  $27 \times 27$ . L'augmentation des pertes d'insertion est négligeable.

La figure 7 illustre très schématiquement le diagramme fonctionnel d'un circuit effectuant une "DFT" unidimensionnelle 3 points sur trois signaux d'entrée, référencés  $I_1$  à  $I_3$ . Les signaux de sortie sont référencés  $O_1$  à  $O_3$ . A titre d'exemple, il peut s'agir de la cellule 11, étant entendu que toutes les cellules sont identiques. Il s'agit d'un schéma de circuit classique, bien connu de l'homme de métier et qui n'a pas besoin d'être décrit plus avant. Il est seulement utile de remarquer que les liaisons entre les entrées et la sortie de signal  $O_3$  sont exemptes de déphaseurs. Il en est de même entre  $I_1$  et  $O_1$ . Les liaisons directes  $I_2-O_2$  et  $I_3-O_3$  comportent un déphaseur  $120^\circ$ ,  $\varphi_{22}$  et  $\varphi_{33}$  respectivement. Les liaisons croisées  $I_2-O_3$  et  $I_3-O_2$  comportent un déphaseur  $240^\circ$ ,  $\varphi_{23}$  et  $\varphi_{32}$  respectivement.

Les cellules de base 11 à 49 (figure 5) peuvent être réalisées en faisant appel aux technologies de miniaturisation, par exemple la technologie connue sous l'appellation anglo-saxonne "GaAs MMIC" (pour Circuits Intégrés Monolithique Micro-onde sur Arseniure de Gallium). En fonction des dimensions de la cellule de base, une ou plusieurs puces de "MMICs" seront nécessaires pour intégrer la cellule. Dans l'exemple décrit, la cellule de base peut être réalisée comme illustré par la figure 8. La cellule 11, dont le diagramme fonctionnel est illustré par la figure 7, est matériellement réalisée à l'aide de "MMICs" radiofréquence, intégrant les circuits CI-1 à CI-3, formant chacun une sous-cellule en technologie hybride  $90^\circ/3$  dB, chacun ayant deux entrées et deux sorties, une des sorties étant déphasée de  $90^\circ$ . La sous-cellule CI-2 réalise une division asymétrique de la puissance électrique reçue, en ce sens que  $2/3$  de la puissance est transmise au port repéré "0" et  $1/3$  de la puissance au port repéré "-90". Le nombre de "MMICs" dépend de la conception technologique. Une solution à base de puce unique est réalisable si la taille totale de la puce reste compatible avec les technologies d'intégration utilisées dans le domaine. Le déphasage est obtenu à l'aide de capacités et d'inductances, à constantes localisées, dans la bande des longueurs d'onde "L" ou "S". Les déphaseurs supplémentaires  $\varphi_{-90}$ ,  $\varphi_{+30}$  et  $\varphi_{+60}$  permettent d'obtenir les déphasages

de  $120^\circ$  et  $240^\circ$  de la figure 6. Les déphaseurs 111 à 333 de la figure 5 pourraient également être inclus dans le ou les "MMICs".

Le (les) circuit(s) intégré(s) "MMICs" est (sont) avantageusement inclu(s) dans un seul boîtier hyperfréquence.

Il est aisé de constater que l'architecture décrite qui autorise le recours à une technologie "MMIC" est très avantageuse, à plusieurs points de vue.

On peut en effet espérer un comportement électrique très semblable d'une cellule à l'autre (tant en ce qui concerne le déphasage que l'amplitude des signaux délivrés). Les tolérances de fabrication et les problèmes qui y sont liés sont donc minimisés.

De même, du fait de la nature très simple des "MMICs", en circuits passifs à base de circuits ne comprenant que des capacités et des inductances, un très grand rendement peut être atteint lors de la fabrication de ceux-ci, avec de faibles coûts associés à ce rendement.

Il est encore possible d'améliorer la topologie des cellules de bases  $3 \times 3$ . La figure 9 illustre schématiquement la topologie d'une cellule  $3 \times 3$  selon un mode de réalisation préféré de l'invention.

Comme précédemment, on suppose qu'il s'agit de la cellule 11, étant bien entendu que toutes les cellules sont identiques.

On a représenté les trois entrées, repérées  $I_1$  à  $I_3$ , et les trois sorties, repérées  $O_1$  à  $O_3$ .

Comme précédemment également, on utilise des capacités et d'inductances, à constantes localisées, dans la bande des longueurs d'onde "L" ou "S". Les inductances sont toutes repérées "L" et les capacités "C", car ces éléments sont tous identiques. Ceci constitue une première simplification.

En outre, on constate aisément à l'examen de la figure 9, que la topologie du circuit est extrêmement simple.

Les règles d'implantation sont les suivantes :

- En entrée, chaque borne d'entrée,  $I_1$  à  $I_3$ , est reliée aux deux autres par une inductance L ;
- En sortie, chaque borne d'entrée,  $O_1$  à  $O_3$ , est reliée aux deux autres par une inductance L ;
- Chaque borne d'entrée,  $I_1$  à  $I_3$ , est reliée à une borne de sortie,  $O_1$  à  $O_3$  respectivement, par une inductance L ; plus précisément à la borne de sortie de même rang ;

- Enfin, chaque borne, d'entrée,  $I_1$  à  $I_3$ , ou de sortie,  $O_1$  à  $O_3$ , est connectée au potentiel de la terre  $M_2$  par une capacité  $C$ .

La cellule est extrêmement symétrique et donc aisée à réaliser.

Cette configuration de cellule  $3 \times 3$  autorise, au minimum, l'intégration sur un seul "MMIC". Il est en réalité possible d'intégrer plusieurs cellules sur un seul "MMIC" de plus grandes dimensions, ce qui n'est pas possible de réaliser simplement pour les cellules réalisées conformément à la figure 8.

Les avantages spécifiques à cette topologie sont les suivants :

- La fonction désirée est obtenue avec un nombre d'inductances et de capacités plus réduits ;

- Toutes les capacités ont la même valeur pour un même type de cellule, ce qui va permettre de procéder à un réglage des circuits du conformateur de faisceaux comme il va l'être montré ci-après.

Puisque tous les circuits "MMICs" utilisés dans un conformateur de faisceaux donné proviennent de la même plaquette ("wafer") en fabrication, toutes les capacités auront des valeurs présentant des erreurs très similaires par rapport aux valeurs nominales théoriques calculées. Naturellement, cette erreur peut générer corrélativement des erreurs de phase et d'amplitude, erreurs qu'il y a lieu de compenser.

Ce problème peut être résolu aisément si on remplace chacune des capacités  $C$  par une capacité fixe  $C'$  de plus faible valeur en parallèle sur un transistor de type MESFET, qui fonctionne comme une capacité de valeur variable. Il suffit de modifier la tension de commande de grille.

La figure 10 illustre une telle disposition. La capacité  $C'$  est placée en parallèle avec un transistor  $T_r$  de type MESFET dont la source et le drain sont au potentiel de la terre  $M_2$ . Naturellement, cette configuration particulière est adoptée pour toutes les capacités d'une cellule  $3 \times 3$ .

Puisque toutes les capacités utilisées dans toutes les cellules de base  $3 \times 3$ , dans le conformateur de faisceaux hexagonal en son entier, ont même valeur, il suffit de commander toutes les grilles par une tension de commande unique,  $V_G$ , pour pouvoir ajuster toutes les capacités appartenant au même type de cellule pour obtenir la valeur nominale désirée de capacité. On a en effet indiqué, ci-dessus, que toutes les erreurs résultant de la fabrication étaient très similaires. Il s'ensuit que les erreurs de phase et d'amplitude peuvent être réduites au minimum, de façon très simple.

Cet état de fait autorise, à lui seul, une augmentation très significative des dimensions maximales du conformateur de faisceaux que l'on peut atteindre.

On va maintenant décrire l'architecture d'un conformateur de faisceaux hexagonal de structure plus complexe. Pour fixer les idées, on considère le cas d'un  
5 conformateur de faisceaux de dimensions  $48 \times 48$ .

On suit les mêmes étapes que dans le cas du conformateur précédemment décrit.

On choisit  $N_1 = N_2 = 4$ , soit au total, comme il vient d'être indiqué,  $3 \times N_1^2 = 3 \times N_2^2 = 48$  éléments.

10

On détermine la périodicité de la matrice  $N$  (voir (1)) :

$$N = \begin{bmatrix} 8 & 4 \\ 4 & 8 \end{bmatrix} \quad (34)$$

On décompose ensuite la matrice  $N$  en sa forme normale de Smith :

$$N = U \cdot D \cdot V = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 12 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad (35)$$

15

On doit remarquer, que dans ce cas,  $\det(D) = 48 = 3 \times 16$ , c'est-à-dire qu'il peut être écrit sous la forme du produit de deux nombres premiers entre eux ( $p = 3$ ,  $q = 16$ ). Comme il a été signalé, ce cas présente plus de facilité pour la décomposition de la "DFT" à l'aide de l'Algorithme de Matrice de Facteurs Premiers ("MPFA"). L'algorithme est le suivant :

$$D = D_1 \cdot D_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 4 & 0 \\ 0 & 4 \end{bmatrix} \quad (36)$$

20

On peut définir les matrices suivantes :

$$P_1 = U \cdot D_1 \quad (37)$$

$$P_2 = D_1 \cdot V_1 \quad (38)$$

$$Q_1 = D_2 \cdot V_1 \quad (39)$$

$$Q_2 = U \cdot D_2 \quad (40)$$

25

et les relations suivantes :

$$n = D_2 \cdot U^{-1} \cdot n_1 + D_1 \cdot U^{-1} \cdot n_2 \pmod{N} \quad (41)$$

$$k = V^T \cdot D_2 \cdot (V^{-1}) \cdot k_1 + V^T \cdot D_1 \cdot (V^{-1}) \cdot k_2 \pmod{N^T} \quad (42)$$

Dans lesquelles  $n_1 \in L_{1/P1}$ ,  $n_2 \in L_{1/Q2}$ ,  $k_1 \in L_{1/(Q1)^T}$ ,  $k_2 \in L_{1/(P2)^T}$ ,  $n \in L_{1/N}$ , et  $k \in L_{1/N^T}$ .

On introduit des nouvelles variables :

$$\begin{aligned}
\hat{n}_1 &= U^{-1} \cdot n_1 \pmod{D_1} \\
\hat{n}_2 &= U^{-1} \cdot n_2 \pmod{D_2} \\
\hat{k}_1 &= D_2 \cdot V^{-1} \cdot k_1 \pmod{D_1} \\
\hat{k}_2 &= D_1 \cdot V^{-1} \cdot k_2 \pmod{D_2}
\end{aligned} \quad (43)$$

Il est alors aisé de réécrire la "DFT" bidimensionnelle de dimensions 48×48 sous la forme :

$$X(\hat{k}_1, \hat{k}_2) = \sum_{\hat{n}_1} \sum_{\hat{n}_2} x(\hat{n}_1, \hat{n}_2) e^{(-j2\pi(\hat{k}_1) \begin{bmatrix} 1.3 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \hat{n}_1)} \cdot e^{(-j2\pi(\hat{k}_2) \begin{bmatrix} 1.4 & 0 \\ 0 & 1.4 \end{bmatrix} \hat{n}_2)} \quad (44)$$

5 A partir de là, on peut dériver une architecture comportant une décomposition lignes/colonnes, dont la partie ligne consiste en une "DFT" unidimensionnelle 3 points et chacune des trois "DFT" de colonne consiste en une "FFT" rectangulaire bidimensionnelle 4×4.

10 La "DFT" bidimensionnelle initiale a été convertie en un algorithme "FFT" ne nécessitant que le calcul d'une "DFT" d'ordre 3 pour le premier niveau et d'ordre 4 pour les deuxième et troisième niveaux. Il n'est fait usage que de deux types de modules "DFT" unidimensionnels, 3×3 et 4×4 respectivement.

15 La figure 11 illustre l'architecture permettant l'implantation d'un conformateur de faisceaux hexagonal CFH, conforme à l'invention, de dimensions 48×48.

Cette architecture, comme précédemment, comprend deux couches de circuits, comprenant le jeu 5 ("DFT" unidimensionnelle d'ordre 3) pour la première couche de circuits et les jeux 7 à 9 ("FFT" rectangulaire 4×4) pour la seconde couche de circuits.

20 Le premier jeu 5 est constitué de 16 cellules "DFT" unidimensionnelles 3×3, tous identiques, repérés 51a - 54a, 51b - 54b, 51c - 54c et 51d - 54d (de bas en haut de la figure 11). Chaque cellule comprend quatre entrées et quatre sorties. Seules les entrées extrêmes  $e'_1$  et  $e'_{18}$  ont été repérées pour ne pas surcharger la figure.

25 Les jeux 7 à 9 sont constitués de cellules "DFT" unidimensionnelles 4×4, également toutes identiques, disposées en deux rangées de 4 modules pour former ce qui a été appelé ci-dessus les deuxième et troisième niveaux. La première rangée comprend les cellules 71 à 74, 81 à 84 et 91 à 94, pour les jeux 7, 8 et 9, respectivement. La seconde rangée comprend les cellules 75 à 78, 85 à 88 et 95 à 98, pour les jeux 7, 8 et 9, respectivement. Les deux rangées de cellules sont interconnectées par des cheminements de liaisons lignes/colonnes repérés 79, 89 et 30 99 pour les jeux 7, 8 et 9, respectivement. Ces cheminements sont semblables (bien



que légèrement plus complexes) à ceux décrits de façon plus détaillée en regards de l'architecture de la figure 5, relative à un conformateur de faisceaux hexagonal de dimensions  $27 \times 27$ . Elles doivent vérifier l'équation (44). Pour fixer les idées, en ce qui concerne le jeu 7, les premières sorties des modules 71 à 74 sont reliées, chacune à une entrée de la cellule 75, directement ou via un déphaseur supplémentaire (de façon analogue à la figure 5), les deuxièmes sorties des cellules 71 à 74 sont reliées, chacune à une entrée de la cellule 76, et ainsi de suite. Il en est de même, naturellement pour les jeux 8 et 9.

De même, les première et seconde couches de circuits sont interconnectées par un cheminement de liaisons, repéré 6, et qui sera décrit de façon plus détaillée ci-après.

Les 48 sorties des cellules 75 à 78, 85 à 88 et 95 à 98 sont connectées aux 48 éléments rayonnants de l'antenne (non représentés sur la figure).

L'architecture du conformateur de faisceaux hexagonal conforme à l'invention, selon ce second exemple de réalisation, est donc parfaitement régulière. En outre, elle s'avère aussi beaucoup moins complexe que l'architecture d'un conformateur de faisceaux hexagonal équivalent selon l'art connu telle, par exemple, que celle décrite dans l'article de Chadwick précité.

Naturellement, comme en ce qui concerne le conformateur de faisceaux hexagonal de dimensions  $27 \times 27$ , représenté sur la figure 5, on peut combiner les fonctions "conformateur" et "commutateurs". Selon cette variante de réalisation (non représentée), il suffit d'ajouter trois couches de matrices de commutation, de façon analogue à ce qui a été décrit en relation avec la figure 6, c'est-à-dire entre les entrées et les cellules de dimensions  $3 \times 3$  des circuits 5 ; entre les sorties de l'ensemble de connexion lignes/colonnes 6 et les cellules de dimensions  $4 \times 4$ , 71 à 94 ; et entre les sorties des ensembles de liaisons lignes/colonnes, 79 à 99, et les entrées des cellules de dimensions  $4 \times 4$ , 75 à 98.

Les matrices de la première couche sont de mêmes dimensions que les matrices de commutation décrites en regard de la figure 6 puisqu'elles doivent délivrer des signaux sur les trois entrées de cellules de dimensions  $3 \times 3$ . Par contre, et pour une raison similaire, les matrices des deuxièmes et troisièmes couches sont de dimensions  $4 \times 4$ , les cellules à desservir étant de dimension  $4 \times 4$ .

De façon générale, pour un conformateur de faisceaux hexagonal de dimensions  $R \times N^2$ , les matrices élémentaires de circuits de commutation auront des dimensions respectives  $R \times R$ , pour la première couche, et  $N \times N$  pour les deuxième et troisième couches.

Les modules "DFT"  $3 \times 3$  (51a à 54d) peuvent être réalisés de façon identique aux modules décrits en relation avec les figures 7 et 8.

Un mode de réalisation des modules "DFT"  $4 \times 4$  va maintenant être décrit en regard des figures 12 et 13.

La figure 12 illustre très schématiquement le diagramme fonctionnel d'une cellule de calcul "DFT" unidimensionnelle  $4 \times 4$ , par exemple la cellule constituant le module 71 ; étant bien entendu que tous les modules 71 à 98 sont identiques.

Les entrées de signal ont été repérées  $I_1$  à  $I_4$  et les sorties  $O_1$  à  $O_4$ . Toutes les entrées sont reliées à toutes les sorties (treillis), certaines directement (c'est-à-dire sans déphasage) :  $I_1$  vers toutes les sorties,  $I_2$  vers  $O_1$ ,  $I_3$  vers  $O_1$  et  $O_3$ , d'autres par l'intermédiaire de déphaseurs.  $I_2$  est relié à  $O_2$  par un déphaseur  $\phi'_{22}$  de  $90^\circ$ , à  $O_3$  par un déphaseur  $\phi'_{23}$  de  $180^\circ$  et à  $O_4$  par un déphaseur  $\phi'_{24}$  de  $270^\circ$ . De même  $I_3$  est relié à  $O_2$  par un déphaseur  $\phi'_{32}$  de  $180^\circ$  et à  $O_4$  par un déphaseur  $\phi'_{34}$  de  $180^\circ$  également. Enfin,  $I_4$  est relié à  $O_2$  par un déphaseur  $\phi'_{42}$  de  $270^\circ$ , à  $O_3$  par un déphaseur  $\phi'_{43}$  de  $180^\circ$  et à  $O_4$  par un déphaseur  $\phi'_{44}$  de  $90^\circ$ .

Comme en ce qui concerne les cellules  $3 \times 3$ , les cellules  $4 \times 4$  peuvent être réalisées sous forme modules à base de "MMIC" en Arseniure de Gallium (AsGa).

La figure 13 illustre un exemple d'intégration de la cellule de base "DFT"  $4 \times 4$ , par exemple la cellule 71, dont le diagramme fonctionnelle vient d'être rappelé. Le module comprend un ou plusieurs "MMICs" en technologie hybride, intégrant les circuits CI-41 à CI-44 à deux entrées et deux sorties, dont une sortie directe (sans déphasage, repérée par une flèche sur la figure) et une sortie déphasée à  $180^\circ$ . Le circuit CI-43 reçoit, en entrée les signaux d'entrée  $I_1$  et  $I_4$ . Dans le contexte de l'invention, le terme "technologie hybride" signifie qu'il s'agit d'un circuit à quatre ports : deux ports d'entrée et deux ports de sortie. Ils présentent la particularité qu'un signal présent sur un premier port d'entrée ( $I_1$  par exemple pour le circuit CI-43) est divisé en deux signaux de même puissance et de même phase, transmis aux deux ports de sortie, et qu'un signal présent sur le second port d'entrée (repéré par une flèche sur la figure 13 :  $I_2$  par exemple pour le circuit CI-43) est divisé en deux signaux de même puissance et de phase opposée, transmis aux deux ports de sortie. Le circuit CI-44 reçoit en entrée les signaux des entrées  $I_2$  et  $I_3$ . La sortie directe du circuit CI-43 est croisée et connectée à la première entrée du circuit CI-42 (gauche sur la figure). La sortie déphasée du circuit CI-44 est croisée et transmise à la seconde entrée du circuit CI-42 (droite sur la figure). La sortie

directe du circuit CI-44 est transmise, via un déphaseur supplémentaire  $\phi-90$  à la seconde entrée du circuit CI-42 et la sortie déphasée du circuit CI-41 est transmise à la première entrée du circuit CI-41. Les première et seconde sortie du circuit CI-41 constituent les sorties  $O_1$  et  $O_3$ , respectivement. Les première et seconde sortie du circuit CI-42 constituent les sorties  $O_2$  et  $O_4$ , respectivement.

Comme en ce qui concerne les cellules de dimensions  $3 \times 3$ , il est encore possible d'améliorer la topologie des cellules de bases  $4 \times 4$ . La figure 14 illustre schématiquement la topologie d'une cellule  $4 \times 4$  selon un mode de réalisation préféré de l'invention.

Comme précédemment, on suppose qu'il s'agit de la cellule 71, étant bien entendu que toutes les cellules sont identiques.

On a représenté les quatre entrées, repérées  $I_1$  à  $I_4$ , et les quatre sorties, repérées  $O_1$  à  $O_4$ .

Comme précédemment également, on utilise des capacités et des inductances, à constantes localisées, dans la bande des longueurs d'onde "L" ou "S". Les inductances sont toutes repérées "L" et les capacités "C", car ces éléments sont tous identiques.

Les règles d'implantation sont similaires à ce qui a été précédemment indiqué :

- En entrée, chaque borne d'entrée,  $I_1$  à  $I_4$ , est reliée aux deux autres par une inductance L ;
- En sortie, chaque borne d'entrée,  $O_1$  à  $O_4$ , est reliée aux deux autres par une inductance L ;
- Chaque borne d'entrée,  $I_1$  à  $I_4$ , est reliée à une borne de sortie,  $O_1$  à  $O_4$  respectivement, par une inductance L ; plus précisément à la borne de sortie de même rang ;
- Enfin, chaque borne, d'entrée,  $I_1$  à  $I_4$ , ou de sortie,  $O_1$  à  $O_4$ , est connectée au potentiel de la terre  $M_a$  par une capacité C.

La cellule est extrêmement symétrique et donc aisée à réaliser.

Cette configuration de cellule de dimensions  $4 \times 4$  autorise, au minimum, leur intégration sur un seul "MMIC" et il est en réalité possible d'intégrer plusieurs cellules sur un seul "MMIC" de plus grandes dimensions.

Les avantages spécifiques à cette topologie sont identiques à ceux rappelés pour les cellules  $3 \times 3$ .

De ce fait, il est également possible de compenser simplement les erreurs sur les valeurs de capacités réellement obtenues par rapport aux valeurs

nominales calculées en remplaçant ces capacités par une capacité fixe  $C'$  en parallèle sur un transistor  $T_r$  de type MESFET.

On va maintenant décrire des exemples d'implantation physique de conformateurs de faisceaux hexagonaux selon l'invention.

5 Dans des exemples de réalisation pratique, il y lieu de distinguer trois cas d'implantation selon la complexité des circuits du conformateur de faisceaux hexagonal conforme à l'invention.

On peut effectuer la distinction entre des dimensions qui seront appelées "normales", "grandes" et "très grandes", ce dernier cas constituant le cas le plus  
10 général.

Cette distinction est liée essentiellement aux possibilités d'intégration plus ou moins importantes permises par les technologies mises en œuvre.

En outre, comme il a été indiqué, si on recourt au mode de réalisation préféré des cellules de bases (voir figures 10 et 14), on peut augmenter le taux  
15 d'intégration dans de grandes proportions.

La figure 15 illustre un premier exemple d'implantation pour un conformateur de faible complexité (dimensions "normales"), pour lequel les cellules de base ont été intégrées sur des "MMICs" uniques. Cet exemple correspond à un conformateur de faisceaux hexagonal CFH de dimensions  $27 \times 27$ , tel que décrit par  
20 la figure 5. On a conservé les mêmes références pour en désigner les éléments.

Le conformateur de faisceaux hexagonal CFH est implanté en "2D", c'est-à-dire sur un plan, par exemple une carte de circuit imprimé PCB. Il comporte trois couches de "MMICs" regroupant, respectivement, les cellules 4, les cellules 11 à 33 de la première rangée et les cellules 14 à 36 de la troisième rangée. Les lignes  
25 d'interconnexion des ensembles 4a et  $CLC_1$  à  $CLC_3$  sont réalisées en technologie multicouche. Des exemples de réalisation pratique seront détaillés ci-après.

En réalité cette approche pourrait être appliquée à des conformateurs plus complexes, de dimensions allant jusqu'à typiquement  $144 \times 144$ . La masse et les dimensions seraient alors réduites à leur strict minimum ; de l'ordre des centaines de  
30 grammes pour la masse et de la taille d'un circuit imprimé standard.

La figure 16 illustre un exemple d'implantation physique d'un conformateur de faisceaux hexagonal CFH selon l'invention de plus grandes dimensions : deuxième cas évoqué ci-dessus. Pour fixer les idées et pour ne pas compliquer à l'excès la description, on reprendra, comme précédemment, l'exemple  
35 du conformateur du faisceaux hexagonal CFH de dimensions  $27 \times 27$  décrit en

regard de la figure 5. On supposera cependant que l'on ne peut intégrer toutes les cellules d'un niveau sur un seul "MMIC".

Les liaisons entre les deux couches de circuits : jeu 4, d'une part, et jeux 1 à 3, d'autre part, peuvent être réalisées simplement à l'aide de connecteurs, référencés  $C_1$  à  $C_3$ . Dans l'exemple de réalisation illustré sur cette figure 16, les cellules de bases, 41 à 48, de la première couche de circuits sont disposées sur autant de supports plans (plaquettes de circuits imprimés par exemple), tous parallèles entre eux. Un exemple de réalisation sera détaillé ci-après, en relation avec la description de la figure 18. Les trois jeux, 1 à 4, composant la seconde couche de circuits, sont disposés chacun sur un support, également plan. Ces trois plans sont disposés à angle droit avec les plans formés par les supports des cellules 41 à 48. Comme il a été indiqué, les premières sorties de toutes les cellules du jeu 4, sont reliées, uniquement, aux entrées du jeu 1, les deuxièmes sorties aux entrées du jeu 2 et les troisièmes sorties aux entrées du jeu 3. Il est donc aisé de réaliser dans ces circonstances le cheminement de liaison reliant la première couche de circuits (jeu 4) à la seconde couche de circuits (jeux 1 à 3), puisque les supports respectifs sont dans des plans orthogonaux. De façon pratiques les connecteurs  $C_1$  à  $C_3$  peuvent être rendus solidaires des supports des cellules 41 à 48. Il suffit alors d'enficher les trois supports des jeux 1 à 3 dans ces connecteurs. Aucun croisement de liaisons n'est nécessaire.

Enfin la figure 17 illustre un exemple d'implantation d'un conformateur de faisceaux hexagonal de très grandes dimensions. Pour fixer les idées et pour ne pas compliquer à l'excès la description, on reprendra, comme précédemment, l'exemple du conformateur du faisceaux hexagonal CFH de dimensions  $48 \times 48$  décrit en regard de la figure 11. On supposera cependant que l'on ne peut intégrer toutes les cellules d'un niveau sur un seul "MMIC".

L'implantation mécanique de ce conformateur de faisceaux hexagonal CFH, de dimensions  $48 \times 48$ , ne peut plus s'effectuer aussi simplement que dans le cas d'un conformateur moins complexe (comme celui décrit en regard de la figure 16 par exemple, dont on a repris les conventions pour les références).

L'assemblage est réalisé sur les faces d'un support S en forme de cube. Les seize modules "DFT"  $4 \times 4$  peuvent être regroupés sur une première face  $S_1$  de ce cube et réarrangés sous la forme d'une matrice comportant 4 lignes et 4 colonnes de modules : 51a-54a, 51b-54b, 51c-54c et 51d-54d, respectivement. Chaque module comporte trois connexions entrées, dont deux seulement,  $e'_1$  et  $e'_{18}$ , pour

l'ensemble des modules ont été repérées pour ne pas surcharger inutilement la figure.

Les trois jeux 7, 8 et 9 de la seconde couche de circuits sont disposés, pour leur part, sur trois faces du cube, par exemple la face supérieure (sur la figure)  $S_2$ , la face  $S_3$ , opposée à la face  $S_1$ , et la face inférieure  $S_4$ .

De façon avantageuse, ces faces sont munies de quatre connecteurs, parallèles entre eux, dans lesquels vont venir s'enficher des plaquettes de forme parallélépipédique rectangle, supports des modules 71-74, 81-84 et 91-94, pour les jeux 7, 8 et 9, respectivement. Pour ne pas surcharger inutilement la figure, seul l'assemblage de la face  $S_2$  a été repéré et détaillé (jeu 7). Il doit cependant être clair que cet assemblage se répète de façon similaire sur les faces  $S_3$  et  $S_4$ , pour les jeux 8 et 9.

Les connecteurs fixés à la face  $S_2$  sont repérés  $C_{71}$  à  $C_{74}$ . Dans chacun de ces connecteurs on insère une plaquette, support des modules 71 à 74, respectivement. Le cheminement des liaisons (79, 89 et 99) interconnectant la première rangée de modules à la seconde rangée de module permet de réaliser physiquement ce cheminement de façon très simple. Il suffit de réaliser ces modules (par exemple, les modules 75 à 78) également sous la forme de plaquettes. On rend solidaires quatre rangées de connecteurs,  $C_{75}$  à  $C_{78}$ , des plaquettes-modules 71 à 74, ce sur les côtés opposés aux connecteurs  $C_{71}$  à  $C_{74}$ . En outre, comme illustré par la figure, les connecteurs  $C_{75}$  à  $C_{78}$  sont parallèles entre eux et orthogonaux aux connecteurs  $C_{71}$  à  $C_{74}$ . Dans chacun de ces connecteurs est entichée une des plaquettes, 75 à 78, respectivement. Comme il a été signalé, cet arrangement se répète pour les jeux 8 et 9, disposés sur les faces  $S_3$  et  $S_4$ . Chaque module comporte quatre connexions de sortie, dont une seule,  $E'_{1/}$ , pour l'ensemble des modules a été repérée pour ne pas surcharger inutilement la figure.

Le cheminement 6 de connexions entre les sorties des modules 51a à 54d du jeu 5, d'une part, et les entrées des modules de la première rangée des autres jeux, d'autre part, étant plus complexe que dans le cas illustré par la figure 5, ces liaisons ne peuvent plus être réalisées simplement à l'aide de connecteurs. Les seize modules 51a à 54d comportant au total 48 sorties (quatre par modules), les liaisons 6 entre la face  $S_1$  et les trois autres faces pourront être réalisées, par exemple, à l'aide de 48 câbles coaxiaux. Le faisceau sortant 60 de 48 câbles se divise en trois sous-faisceaux de 16 câbles : 61, 62 et 63, distribués aux entrées des modules des jeux 7, 8 et 9, respectivement. Naturellement comme il est bien connu de l'Homme de métier, ces câbles devront être adaptés en phase et en pertes d'insertion. On

choisira en outre les matériaux constitutifs de manière à ce qu'ils présentent une bonne stabilité en température.

Cette implantation matérielle peut être étendue à des conformateurs de faisceaux plus complexes. Au fur et mesure que les dimensions de ceux-ci deviennent plus importantes, on peut utiliser les deux faces libres du cube. Lorsque la complexité augmente encore, on peut utiliser, non plus un cube, mais une structure de forme polyédrique. Naturellement, la structure des cellules de base constituant les modules évolue également avec la complexité du conformateur de faisceaux hexagonal.

En résumé, on doit bien comprendre que la structure matérielle du conformateur de faisceaux hexagonal, représentée sur la figure 16 (de dimensions  $27 \times 27$  dans l'exemple illustré), est un cas particulier que l'on peut qualifier de "limite" par rapport à la structure plus générale représentée sur la figure 17. En effet, on peut prétendre, dans ce cas particulier, que la structure porteuse a pu être réduite à sa plus simple expression, c'est-à-dire à un plan. Les connecteurs  $C_1$  à  $C_3$  jouent un rôle similaire au rôle joué par les connecteurs  $C_{74}$  à  $C_{78}$ . Il n'est plus utile d'avoir recourt à un faisceau de câbles coaxiaux, les liaisons entre les cellules de la première couche de circuits (4) et la seconde couche de circuits (1 à 3) pouvant s'effectuer directement. Les modules des deuxième et troisième niveaux ont été, du fait de la faible complexité des circuits, disposés sur une seule plaquette, ce qui a permis de supprimer l'assemblage à l'aide de connecteurs entre ces modules comme dans le cas du conformateur de dimensions  $48 \times 48$  qui vient d'être décrit (figure 17).

Pour des raisons de standardisation, une structure cubique, voire polyédrique, aurait d'ailleurs pu être utilisée pour implanter mécaniquement le conformateur de faisceaux hexagonal, de dimensions  $27 \times 27$ . Dans ce cas, les modules 41 à 43 (jeu 4 : figure 5) seraient disposés sur la face  $S_1$  et les modules des jeux 1 à 3 (figure 5) sur les faces  $S_2$  à  $S_3$ , respectivement. De la même façon, les deuxième et troisième niveaux auraient pu être dissociés. Les interconnexions s'effectueraient alors en faisant appel à des connecteurs jouant un rôle similaire aux connecteurs  $C_{71}$  à  $C_{78}$ . Les interconnexions entre les modules du jeu 4 et les autres modules pourraient alors s'effectuer, également, en faisant appel à des câbles coaxiaux. On constate cependant que cette structure, tout en restant conforme à l'enseignement de l'invention, serait cependant plus complexe que celle décrite en regard de la figure 16.

De façon générale, un conformateur de faisceaux hexagonal avec  $N_t = R \times N^2$  entrées,  $R$  et  $N$  étant des nombres entiers, est constitué de la façon suivante, en mettant en oeuvre une structure polyédrique :

- a) Une rangée de  $N^2$  cellules "DFT" unidimensionnelles d'ordre  $R \times R$ . Cette rangée est disposée sur une des faces de la structure polyédrique précitée. Ces cellules peuvent naturellement être réarrangées sur cette face selon une organisation matricielle lignes/colonnes comme il ressort de la figure 12. Chaque cellule peut être réalisée sous forme de modules comprenant un ou plusieurs "MMIC" sur AsGa (voir figures 7 ou 11, par exemple).
- b)  $R$  jeux indépendants de cellules "DFT" unidimensionnelles, chacun comprenant deux rangées (deuxième et troisième niveaux) de  $N$  cellules, chacune d'ordre  $N \times N$ . Chacun de ces  $R$  jeux indépendants est disposé sur une des faces restantes de la structure polyédrique. En outre, chacun de ces jeux est implanté sous la forme d'un empilement de modules à deux étages. Le premier étage est constitué des  $N$  cellules de la première rangée, chacun étant enfiché dans un connecteur supporté par la face précitée. Le deuxième étage est constitué des  $N$  modules de la seconde rangée, chacun étant enfiché dans un connecteur supporté par les modules de la seconde rangée, les connecteurs des premier et second étages étant disposés orthogonalement entre eux comme illustré sur la figure 17.

Le matériau constituant la structure cubique, ou plus généralement polyédrique, doit servir de support. Divers matériaux peuvent être choisis. On sélectionnera un matériau léger tel que l'aluminium.

Si on désire incorporer la fonction "commutation" (voir figure 6), la complexité des matrices de commutation suit les mêmes règles, comme il a été indiqué. En effet, il s'agit de matrices carrées  $M \times M$  avec  $M = N$  ou  $M = R$ , selon qu'elles desservent les entrées des cellules de dimensions  $N \times N$  ou  $R \times R$ .

Les connecteurs du deuxième étage établissent les interconnexions nécessaires entre les modules des deuxième et troisième niveaux, de façon tout à fait similaire à ce qui a été décrit en relation avec la figure 17. Les interconnexions entre les sorties des  $N^2$  modules du premier niveau et les entrées des autres modules nécessitent  $N_t$  liaisons (treillis). Elles peuvent s'effectuer, comme précédemment, à l'aide de  $N_t$  câbles coaxiaux, adaptés en phase et en pertes d'insertion, et stables en température.

Pour les interconnexions entre le premier et le deuxième niveau, la règle générale peut s'énoncer ainsi : les sorties de rang  $i$  de chaque cellule sont connectées, chacune, à l'une des entrées de cellule du jeu indépendant de même



rang ; avec  $i \in \{1, R\}$ . De même, pour les connexions entre les cellules des première et seconde rangée dans chacun des  $R$  jeux indépendants de cellules, la règle est la suivante : la sortie de rang  $j$  de chaque cellule du premier rang est connectée à une entrée de la cellule de même rang de la seconde rangée ; avec  $j \in \{1, N\}$ . Ces règles ne font que généraliser ce qui a été décrit de façon détaillée au regard des figures 5 et 11

Enfin, si on peut encore augmenter le degré d'intégration, notamment en mettant en oeuvre de cellules  $3 \times 3$  ou  $4 \times 4$  implantées selon l'enseignement des figures 9 et 14, respectivement, on peut planter l'ensemble du conformateur de faisceaux hexagonal sur une simple carte de circuit imprimé multicouche.

On n'a pas considéré les déphaseurs supplémentaires entre niveaux, cependant, comme il a été indiqué, ils peuvent être intégrés dans les modules ou, pour le moins, réalisés sur les plaquettes supports de ces modules.

En ce qui concerne le cheminement des liaisons à l'intérieur des modules, celles-ci sont difficiles à réaliser en faisant appel aux techniques dites "planar" (planes), du fait des croisements nécessaires de ces liaisons, lorsque l'on considère un seul plan.

On peut naturellement penser à utiliser des cavaliers ou éléments similaires. Cependant cette solution conduirait à une dégradation de l'isolation radiofréquence.

Pour résoudre ce problème, on peut faire appel à la technologie plane multicouche, avec des traversées radiofréquences.

La figure 18 illustre une telle disposition. On a pris comme exemple le jeu de module 1 de la figure 5. Ce jeu comprend deux rangées de trois cellules "DFT" unidimensionnelles  $3 \times 3$  : 11-13 et 14-16, respectivement. On suppose qu'il est réalisé sur un seul support qui se confond avec le jeu 1 lui-même.

Aucun problème ne se pose pour les entrées-sorties du jeu de modules 1, car il n'y a pas de croisements.

Par contre, les liaisons entre les modules des deux rangées s'effectuent à l'aide de lignes de transmission disposées sur deux niveaux d'un diélectrique. Ce dernier sert également de support aux cellules ou modules 11 à 16. Les liaisons 110 (cellule 11 à cellule 14), 111 (cellule 11 à cellule 15), 122 (cellule 12 à cellule 15), 132 (cellule 13 à cellule 15) et 133 (cellule 13 à cellule 16) n'occupent qu'un niveau (plan supérieur). Par contre, les liaisons 112 (cellule 11 à cellule 16), 121 (cellule 12 à cellule 14), 123 (cellule 12 à cellule 16) et 131 (cellule 13 à cellule 14) occupent deux niveaux (plans supérieur et inférieur). Chacune de ces liaisons se

divise en trois tronçons : 112-112'-112", 121-121'-121", 123-123'-123" et 131-131'-131", respectivement. Les lignes de transmission "inférieures" sont reliées aux lignes de transmissions "supérieures" à l'aide de traversées radiofréquences : 1120-1121, 1210-1211, 1230-1231 et 1310-1311, respectivement.

5 Le matériau diélectrique, compte-tenu de la gamme de fréquences mise en oeuvre est du type dit substrats "doux" ("soft"). Plus précisément, le matériau utilisé peut être, par exemple, du Téflon, chargé ou non en céramique, ou de l'alumine.

10 Comme il est bien connu, des éléments ou circuits d'adaptation peuvent être nécessaires à proximité des traversées radiofréquences.

Différentes variantes technologiques peuvent être mises en oeuvre.

Une de ces variantes est illustrée par la figure 19. On recourt à des lignes du type ruban ("stripline"), en film épais ou mince selon l'application précise et les méthodes de fabrication mises en jeu. L'élément représenté, en coupe, sur  
15 cette figure comprend trois plans de masse métalliques parallèles  $PM_1$ ,  $PM_2$  et  $PM_3$  et, entre ces plans de masses, deux couches,  $D_1$  et  $D_2$ , formant supports, en matériau diélectrique. Deux lignes rubans métalliques, une ligne supérieure  $L_1$  et une ligne inférieure  $L_2$ , sont enterrées dans les supports diélectriques, respectivement dans  $D_1$  et  $D_2$ . Aux endroits où une interconnexion doit être réalisée  
20 entre les lignes  $L_1$  et  $L_2$ , on prévoit une traversée radiofréquence  $TR_1$  sous la forme d'un trou métallisé. Naturellement, un orifice de plus grand diamètre, ou de façon plus générale de plus grandes dimensions, est réalisé dans le plan de masse intermédiaire  $M_2$ . Ce dernier joue le rôle d'écran radioélectrique entre les deux lignes  $L_1$  et  $L_2$ . Cette disposition assure donc un très haut niveau d'isolation  
25 radiofréquence.

Une autre solution, non illustrée, consisterait à prévoir une ligne guide d'onde sur un niveau et une ligne ruban sur l'autre. Cette solution offre un minimum de complexité, cependant l'isolation radiofréquence n'est pas aussi importante que celle offerte par les lignes rubans. On peut quand même atteindre un degré  
30 d'isolation suffisant en augmentant l'épaisseur du diélectrique.

D'autres solutions sont encore possibles. Dans tous les cas, pour réaliser le cheminement de liaisons d'interconnexions, deux niveaux de lignes de transmission sont nécessaires, avec un bon niveau d'isolation radiofréquence entre lignes et de faibles pertes aux traversées. En fonction des gammes de fréquences  
35 considérées, on fera appel à des technologies de films minces ou épais, à des

substrats en matériaux flexibles ou en céramique, à des traversées radiofréquences du type trous métallisés ou broches ("pins").

Enfin, lorsque la complexité devient très importante, il est nécessaire de faire appel à d'autres solutions : connecteurs, câbles coaxiaux, etc., comme il a été explicité en regard de la figure 17.

La masse du conformateur de faisceaux hexagonal, pour le cas d'une antenne à grille de forme hexagonale, peut être estimée comme suit :

$$Masse = (N_r \times M_r) + (N_n \times M_n) + (N_t \times M_c) \quad (45);$$

relation dans laquelle :

$N_r$  est le nombre de modules de base  $R \times R$  ;

$M_r$  est la masse de chacun de ces modules, incluant les boîtiers et les connecteurs ;

$N_n$  est le nombre de modules de base  $N \times N$  ;

$M_n$  est la masse de chacun de ces modules, incluant les boîtiers et les connecteurs ;

$N_t$  est le nombre total d'entrées du conformateur de faisceau hexagonal ;

$M_c$  est la masse d'un câble coaxial, incluant les connecteurs d'extrémité.

Pour fixer les idées, dans le cas d'un conformateur de faisceaux hexagonal, de dimensions  $48 \times 48$ , implanté comme illustré par la figure 17, avec  $R = 3$  et  $N = 4$ , utilisant la technologie proposée, et avec les estimations suivantes :  $M_r = 25$  g,  $M_n = 35$  g et  $M_c = 20$  g, la masse totale serait d'environ 2,2 Kg.

La masse par noeud "BFN" (de l'anglo-saxon "BeamForming Network" ou Réseau Conformateur de faisceaux) est inférieure à 1 g. Le nombre de noeuds est défini comme étant le produit du nombre de faisceaux par le nombre d'éléments rayonnants. Dans l'art connu, un rapport de 10 g par noeud est couramment admis comme rapport de référence lorsque l'on effectue des estimations de masse totale pour des réseaux conformateurs de faisceaux radiofréquences, en ayant recours aux technologies habituelles du domaine.

L'architecture de l'invention permet donc une diminution de la masse totale dans un rapport d'environ 1 à 10.

Il doit être clair que l'invention n'est pas limitée aux seuls exemples de réalisations précisément décrits, notamment en relation avec les figures 2 à 19. Notamment, l'intégration des cellules de base en modules peut s'effectuer en ayant recours à d'autres technologies. Les interconnexions peuvent s'effectuer également, comme il a été montré, en faisant appel à diverses technologies : multicouches, câbles coaxiaux, etc.

La forme prise par les antennes n'est pas non plus limitée à des antennes à grille hexagonale. Le conformateur selon l'antenne peut également être utilisé pour commander des réseaux d'une antenne à grille de forme triangulaire, qui ne nécessitent pas d'être contigus ni d'être hexagonaux en périphérie.

5           Enfin, il est possible d'interposer, entre le réseau conformateur de faisceau et les éléments rayonnants de l'antenne, des moyens de pondération en amplitude classiques, y compris le cas spécial de la pondération à zéro (pour les éléments rayonnants absents), ce qui permet d'obtenir très simplement des formes de faisceaux à recouvrement important.

10           Bien que particulièrement adaptée à des applications spatiales, on ne saurait cantonner l'invention à ce seul type d'applications. Elle s'applique à toutes antennes radiofréquence du type antenne réseau à commande de phase pour la génération de faisceaux multiples.

## REVENDICATIONS

1. Réseau conformateur de faisceaux (CFH, CFH') pour antenne radiofréquence comprenant un nombre déterminé d'éléments rayonnants ( $El_1$  à  $El_{27}$ ) pour la génération de faisceaux multiples, ledit réseau conformateur (CFH, CFH') comprenant un nombre déterminé d'entrées de signaux ( $e_1$  à  $e_{27}$ ), un nombre de sorties de signaux de commande des éléments rayonnants ( $El_1$  à  $El_{27}$ ) égal audit nombre prédéterminé d'entrées de signaux ( $e_1$  à  $e_{27}$ ) et effectuant sur les signaux d'entrées une transformée discrète de Fourier hexagonale bidimensionnelle, caractérisé en ce que ledit nombre prédéterminé d'entrées et de sorties étant égal à  $N_t$  avec  $N_t = R \times N^2$ ,  $R$  et  $N$  étant des nombres entiers, les circuits composant ledit réseau conformateur de faisceaux (CFH, CFH') sont divisés en des premières et secondes couches de circuits effectuant, respectivement, une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle de lignes et une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle de colonnes ;

en ce que la première couche de circuits est constituée d'une rangée (4, 5) de  $N^2$  cellules (41 à 49, 51a à 54d) munies chacune de  $R$  entrées et de  $R$  sorties, chaque cellule recevant un signal présent sur l'une desdites  $N_t$  entrées et effectuant, sur les signaux présents sur ses  $R$  entrées, une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle ;

en ce que la seconde couche de circuits est constituée de  $R$  jeux indépendants (1 à 3, 7 à 9) de cellules, munies chacune de  $N$  entrées et  $N$  sorties, chaque jeu comportant une première (11 à 13, 22 à 23 31 à 33 ; 71 à 74, 81 à 84, 91 à 94) et une seconde rangée (14 à 16, 24 à 26, 34 à 36 ; 75 à 78, 85 à 88, 95 à 98) de  $N$  cellules, chaque cellule effectuant, sur les signaux présents sur ses  $N$  entrées, une transformée discrète de Fourier unidimensionnelle ; chacune des sorties des cellules de ladite seconde rangée commandant un desdits éléments rayonnants ;

en ce que lesdites première et seconde couches de circuits sont reliées par un premier ensemble d'interconnexions (4a, 6), établissant des connexions entre les sorties des cellules de ladite rangée de  $N^2$  cellules et les entrées des  $N$  cellules de la première rangée des  $R$  jeux indépendants de cellules ; les sorties de rang  $i$  de chaque cellule étant connectées, chacune, à l'une des entrées de cellule du jeu indépendant de même rang ; avec  $i \in \{1, R\}$  ;

et en ce que lesdites première et seconde rangées de cellules de chacun desdits  $R$  jeux indépendants sont reliées par un second ensemble d'interconnexions ( $CLC_1$  à  $CLC_3$ , 79, 89 99), établissant des connexions entre les sorties des  $N$

cellules de la première rangée et les entrées des  $N$  cellules de la seconde rangée ; la sortie de rang  $j$  de chaque cellule du premier rang étant connectée à une entrée de la cellule de même rang de la seconde rangée ; avec  $j \in \{1, N\}$ .

5 2. Réseau (CFH') selon la revendication 1, caractérisé en ce qu'il comprend en outre des matrices de circuits de commutation de faisceaux, et en ce que ces circuits sont divisés en une première couche ( $Co_1$ ) disposée entre lesdites entrées de signaux en nombre déterminé ( $e_1$ - $e_{27}$ ) et ladite première couche de circuits (4) de  $N^2$  cellules, en une deuxième couche ( $Co_2$ ) disposée entre les sorties dudit premier ensemble d'interconnexions (4a, 6) et les cellules (11 à 33) de la  
10 première rangée desdits  $R$  jeux indépendants, et une troisième couche ( $Co_3$ ) disposée entre les sorties dudit second ensemble d'interconnexions ( $CLC_1$  à  $CLC_3$ ) et les cellules (14 à 36) de la seconde rangée desdits  $R$  jeux indépendants.

3. Réseau (CFH') selon la revendication 2, caractérisé en ce que les matrices de commutation sont des matrices carrées, en ce que les matrices de  
15 commutation de la première couche ( $Co_1$ ) sont de dimension  $R \times R$ , et en ce que les matrices des deuxième et troisième couches sont des matrices de dimensions  $N \times N$ .

4. Réseau (CFH) selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que,  $N_1$  étant égal à 27,  $N$  étant égal à 3 et  $R$  étant égal à 3, toutes les cellules (41 à 49, 11 à 36) effectuant la Transformée de Fourier Discrète  
20 unidimensionnelle sont identiques et comprennent 3 entrées et 3 sorties.

5. Réseau (CFH'') selon l'une quelconque des revendications 1 à 3, caractérisé en ce que  $N_1$  étant égal à 48,  $N$  étant égal à 4 et  $R$  étant égal à 3, toutes les cellules (51a à 54d) effectuant la Transformée de Fourier Discrète unidimensionnelle de ladite rangée (5) de  $N^2$  cellules sont identiques et  
25 comprennent 3 entrées et 3 sorties et en ce que toutes les cellules (71 à 98) effectuant la Transformée de Fourier Discrète unidimensionnelle des premières et secondes rangées desdits  $R$  jeux indépendants (7, 8, 9) sont identiques et comprennent 4 entrées et 4 sorties.

6. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon l'une quelconque des revendications 1 à 5, caractérisé en ce que lesdites cellules effectuant une transformée de Fourier Discrète sont réalisées sous la forme d'au moins une puce de circuit intégré monolithique hyperfréquence en Arséniure de Gallium.

7. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon la revendication 6, caractérisé en ce que lesdites puces sont des circuits passifs en technologie hybride à base de  
35 capacités et d'inductances à constantes localisées en bandes de fréquences L ou S.

8. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon la revendication 7, caractérisé en ce que lesdites cellules (11, 71) étant de dimensions  $X \times X$ , avec  $X$  entier égal à  $N$  ou à  $R$ , ces cellules sont réalisées en reliant chaque entrée ( $I_1$  à  $I_4$ ) à une sortie de même rang ( $O_1$  à  $O_4$ ) par une inductance ( $L$ ) de valeur déterminée, en reliant chaque entrée ( $I_1$  à  $I_4$ ) aux  $[X-1]$  autres entrées ( $I_1$  à  $I_4$ ) par une inductance ( $L$ ) de la même valeur déterminée, en reliant chaque sortie ( $O_1$  à  $O_4$ ) aux  $[X-1]$  autres sorties ( $O_1$  à  $O_4$ ) par une inductance ( $L$ ) de la même valeur déterminée, et en reliant chaque entrée ( $I_1$  à  $I_4$ ) et chaque sortie ( $O_1$  à  $O_4$ ) au potentiel de la terre ( $M_2$ ) par des capacités ( $C$ ) d'une même première valeur déterminée.

9. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon la revendication 8, caractérisé en ce que en ce que chaque capacité ( $C$ ) est constituée d'une capacité fixe ( $C'$ ) d'une seconde de valeur déterminée inférieure à ladite première valeur déterminée en parallèle sur un transistor de type MESFET ( $T_r$ ), dont la grille ( $G$ ) est reliée à ladite capacité fixe ( $C'$ ) et le source et le drain sont reliés au potentiel de la terre ( $M_2$ ) de manière à former une capacité variable, et en ce qu'une tension de commande ( $V_c$ ) est appliquée sur la grille ( $G$ ) de manière à modifier la valeur de la capacité composite formée par ladite capacité fixe ( $C'$ ) et ledit transistor ( $T_r$ ) de manière à obtenir ladite première valeur déterminée.

10. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon la revendication 9, caractérisé en ce que ladite tension de commande ( $V_c$ ) est unique et appliquée à toutes les cellules.

11. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon l'une quelconque des revendications 6 à 10, caractérisé en ce que lesdites puces sont implantées sur des substrats en matériau diélectrique et en ce que les interconnexions (111 à 133) entre puces sont réalisées par des lignes de transmissions multicouches, les connexions entre couches étant réalisées par des traversées radiofréquences (1120 à 1231).

12. Réseau (CFH, CFH', CFH'') selon la revendication 11, caractérisé en ce que lesdites lignes de transmission ( $L_1, L_2$ ) sont réalisées sous la forme de lignes microrubans comprenant des premier et second plans de masse métalliques externes ( $M_1$  et  $M_3$ ), un plan de masse intermédiaire ( $M_2$ ) disposé entre les premier et second plan de masse métalliques et formant écran entre lesdites lignes de transmission ( $L_1, L_2$ ), en ce que les trois plans ( $M_1$  à  $M_3$ ) sont parallèles entre eux, en ce que le volume compris entre ceux-ci et le plan intermédiaire est remplis d'un matériau diélectrique ( $D_1, D_2$ ), en ce que lesdites lignes de transmission sont constituées de rubans métalliques ( $L_1, L_2$ ) noyés dans les matériaux diélectriques ( $D_1, D_2$ ) et disposés parallèlement auxdits plans ( $M_1$  à  $M_3$ ), et en ce que les

interconnexions entre ces lignes sont réalisées par des trous métallisés formant traversée radiofréquence ( $Tr_1$ ), ledit plan intermédiaire ( $M_2$ ) comportant des ouvertures ( $Tr_2$ ) de section plus importante que la section de ces traversées, de manière à laisser libre passage aux dites traversées ( $Tr_1$ ).

5 13. Structure pour l'implantation mécanique d'un réseau (CFH) selon l'une quelconque des revendications 1 à 12, caractérisé en ce que, lesdites cellules étant réalisées sous forme de puces de circuits intégrés monolithiques hyperfréquence, elles sont implantées sur une carte de circuit imprimé multicouche (PCB), et en ce que lesdits premiers et second ensembles d'interconnexions ( $CLC_1$  à  $CLC_3$ ) sont implantés sous la formes de lignes de transmission multicouches sur  
10 ladite carte de circuits imprimé (PCB).

14. Structure pour l'implantation mécanique d'un réseau (CFH<sup>''</sup>) selon l'une quelconque des revendications 1 à 12, caractérisée en ce qu'elle comprend un bâti (S) se présentant sous la forme d'un polyèdre, en ce que les cellules (51a à 51b)  
15 ladite rangée (5) de  $N^2$  cellules sont disposées sur une première face ( $S_1$ ) dudit polyèdre (S) et en ce que chacun desdits  $R$  jeux indépendants (7, 8, 9) est disposé sur les  $R$  faces restantes ( $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$ ) dudit polyèdre (S).

15. Structure selon la revendication 14, caractérisée en ce que lesdites  $N^2$  cellules sont disposées sur ladite première face du polyèdre (S) selon une  
20 configuration matricielle de  $N$  colonnes et de  $N$  lignes.

16. Structure selon les revendications 14 ou 15, caractérisée en ce que les cellules des première (71 à 74) et seconde (75 à 78) rangées desdits  $R$  jeux indépendants (7) étant réalisées sous forme de puces de circuits intégrés monolithiques hyperfréquence, chaque cellule (71 à 74, 75 à 78) est disposée sur un  
25 substrat plan de forme parallélépipédique rectangle, en ce que les faces ( $S_2$  à  $S_4$ ) sur lesquelles sont disposés ces  $R$  jeux sont munies chacune d'un premier ensemble de  $N$  connecteurs ( $C_{71}$  à  $C_{74}$ ), parallèles entre eux, dans chacun desquels viennent s'enficher un desdits substrats plans supportant une cellule (71 à 74) de la première rangée, de manière à constituer, avec  $N_f$  lignes de connexion supplémentaires, ledit  
30 premier ensemble d'interconnexions (6), établissant des connexions entre les sorties des cellules de ladite rangée de  $N^2$  cellules et les entrées des  $N$  cellules de la première rangée des  $R$  jeux indépendants de cellules, en ce que ces substrats supportent, du côté opposé au côté d'insertion dans les connecteurs ( $C_{71}$  à  $C_{74}$ ), un second ensemble de  $N$  connecteurs ( $C_{75}$  à  $C_{78}$ ), ces connecteurs étant parallèles  
35 entre eux et orthogonaux aux connecteurs ( $C_{71}$  à  $C_{74}$ ) dudit premier ensemble, de manière à constituer lesdits seconds ensemble d'interconnexions (79), établissant



des connexions directes entre les sorties des  $N$  cellules de la première rangée et les entrées des  $N$  cellules de la seconde rangée.

17. Structure selon la revendication 16, caractérisée en ce que lesdites  $N_1$  lignes de connexions supplémentaires sont constituées par des câbles coaxiaux (60), dont une première extrémité est connectée à l'une des sorties des cellules de ladite rangée (5) de  $N^2$  cellules (51a à 54d) et la seconde extrémité à l'une des entrées des  $N$  cellules (71 à 74, 81 à 84, 91 à 94) des premières rangées desdits  $R$  jeux indépendants (7, 8, 9), via l'un desdits connecteurs du premier ensemble ( $C_{71}$  à  $C_{74}$ ), supporté par l'une des faces ( $S_2$  à  $S_3$ ) dudit polyèdre (S).

18. Structure selon l'une quelconque des revendications 14 à 17, caractérisée en ce que,  $R$  étant inférieur ou égal à 5, ladite structure (S) est un cube.

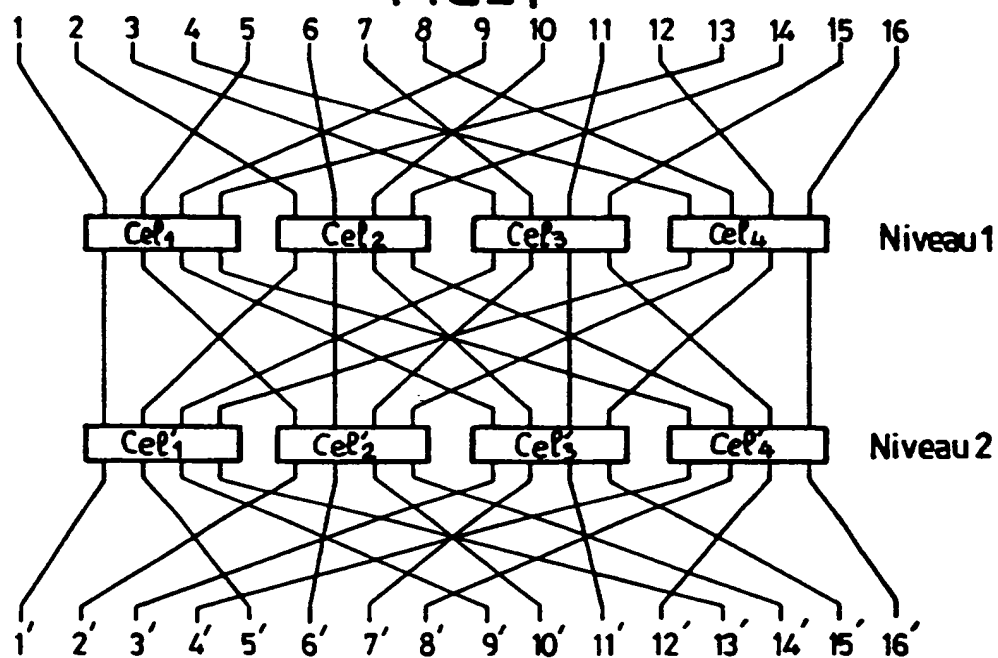
19. Structure pour l'implantation mécanique d'un réseau (CFH) selon l'une quelconque des revendications 1 à 4 ou 5 à 13, caractérisée en ce que,  $N_1$  étant égal à 27,  $N$  étant égal à 3 et  $R$  étant égal à 3, les cellules étant réalisées sous forme de puces de circuits intégrés monolithiques hyperfréquence, chaque cellule de ladite rangée de  $N^2$  cellules (42 à 48) est disposée sur un substrat plan indépendant, de forme parallélépipédique rectangle, ces  $N$  substrats plans étant parallèles entre eux, en ce que les cellules de chacun desdits  $R$  jeux indépendants (1, 2, 3), sont disposées sur un substrat plan commun, de forme parallélépipédique rectangle, ces  $R$  substrats plans étant parallèles entre eux, en ce que lesdits  $N$  substrats plans sont disposés orthogonalement auxdits  $R$  substrats plans, et en ce que lesdits  $N$  substrats plans supportent sur l'un de leur côté  $R$  connecteurs ( $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ ) dans chacun desquels vient s'enficher l'un desdits  $R$  substrats plans de manière à former ledit premier ensemble de liaisons.

20. Structure selon la revendication 19, caractérisée en ce que le dit second ensemble de liaisons est réalisé par des lignes de transmission multicouches (111 à 133) entre cellules des première (11 à 13, 21 à 23, 31 à 33) et seconde (14 à 16, 24 à 26, 34 à 36) rangées desdits  $R$  jeux indépendants (1, 2, 3), les connexions entre couches étant réalisées par des traversées radiofréquences (1120 à 1231).

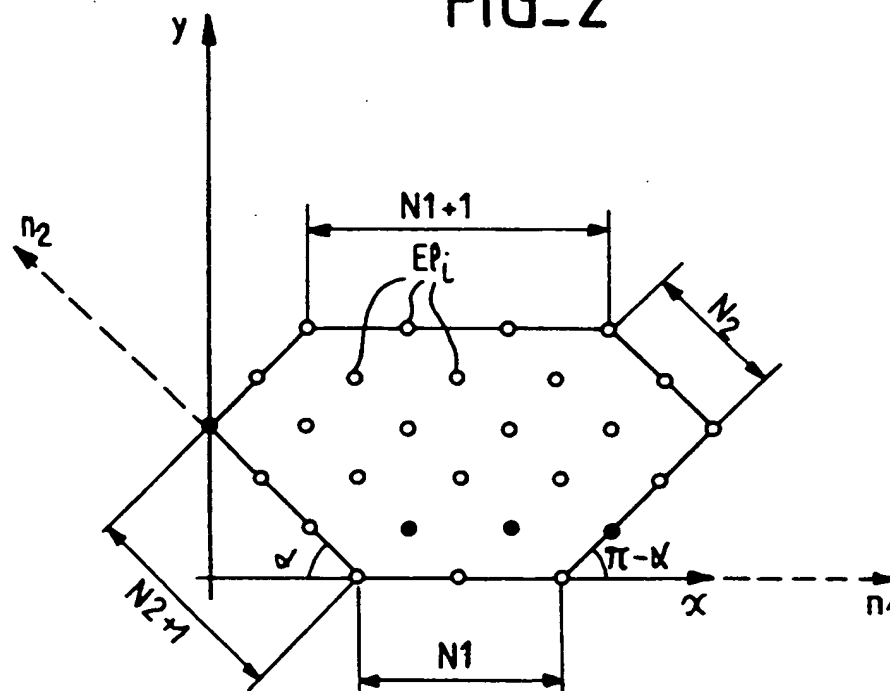
21. Application d'un réseau (CFH, CFH', CFH'') selon l'une quelconque des revendications 1 à 13 à la commande d'antennes radiofréquences du type réseau à commande de phase pour la génération de faisceaux multiples.

22. Application selon la revendication 21, caractérisée en ce que les éléments rayonnants ( $EI_1$  à  $EI_2$ -) de ladite antenne sont disposés sur une grille hexagonale et en ce que l'antenne est embarquée sur un satellite.

1/13  
FIG\_1



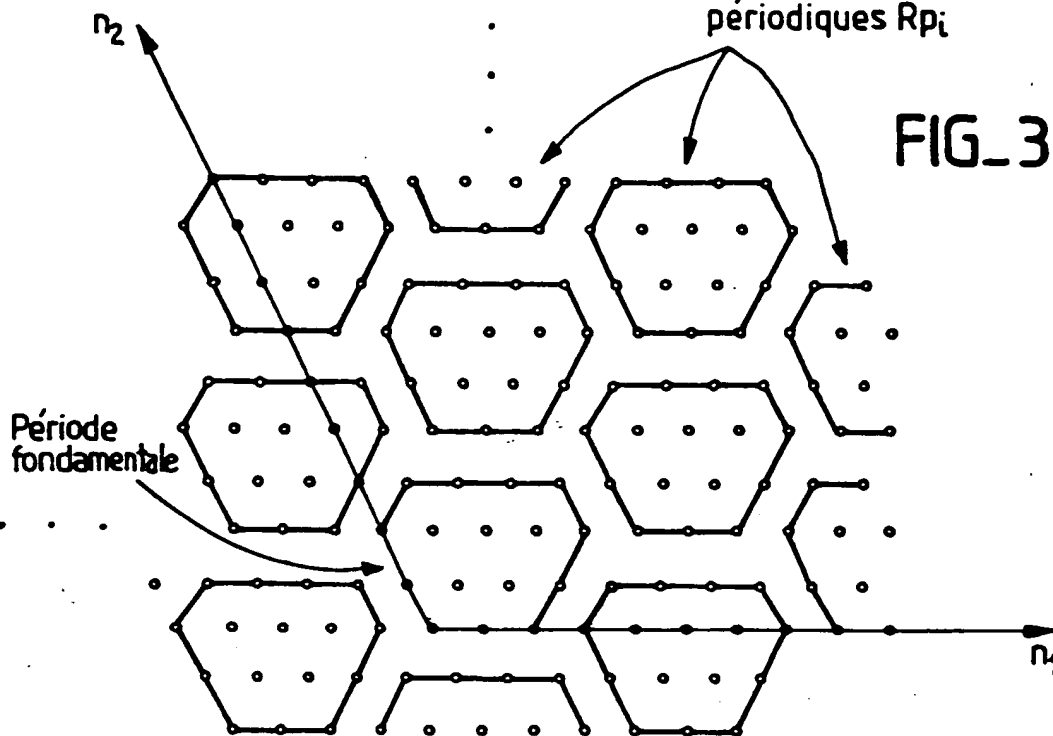
FIG\_2



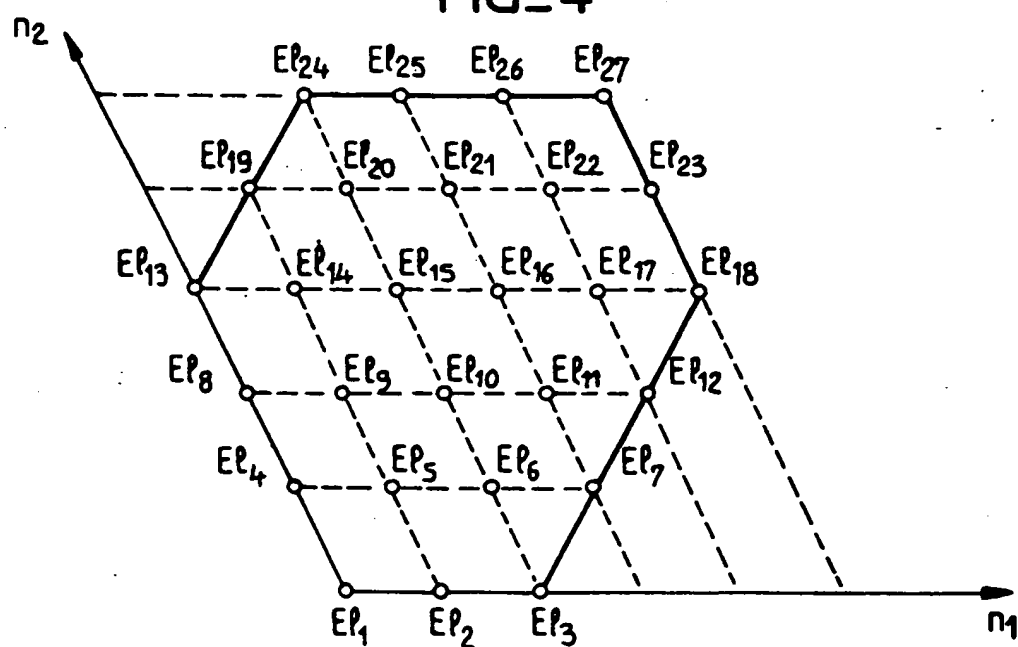
2/13

Duplications  
périodiques  $Rp_i$

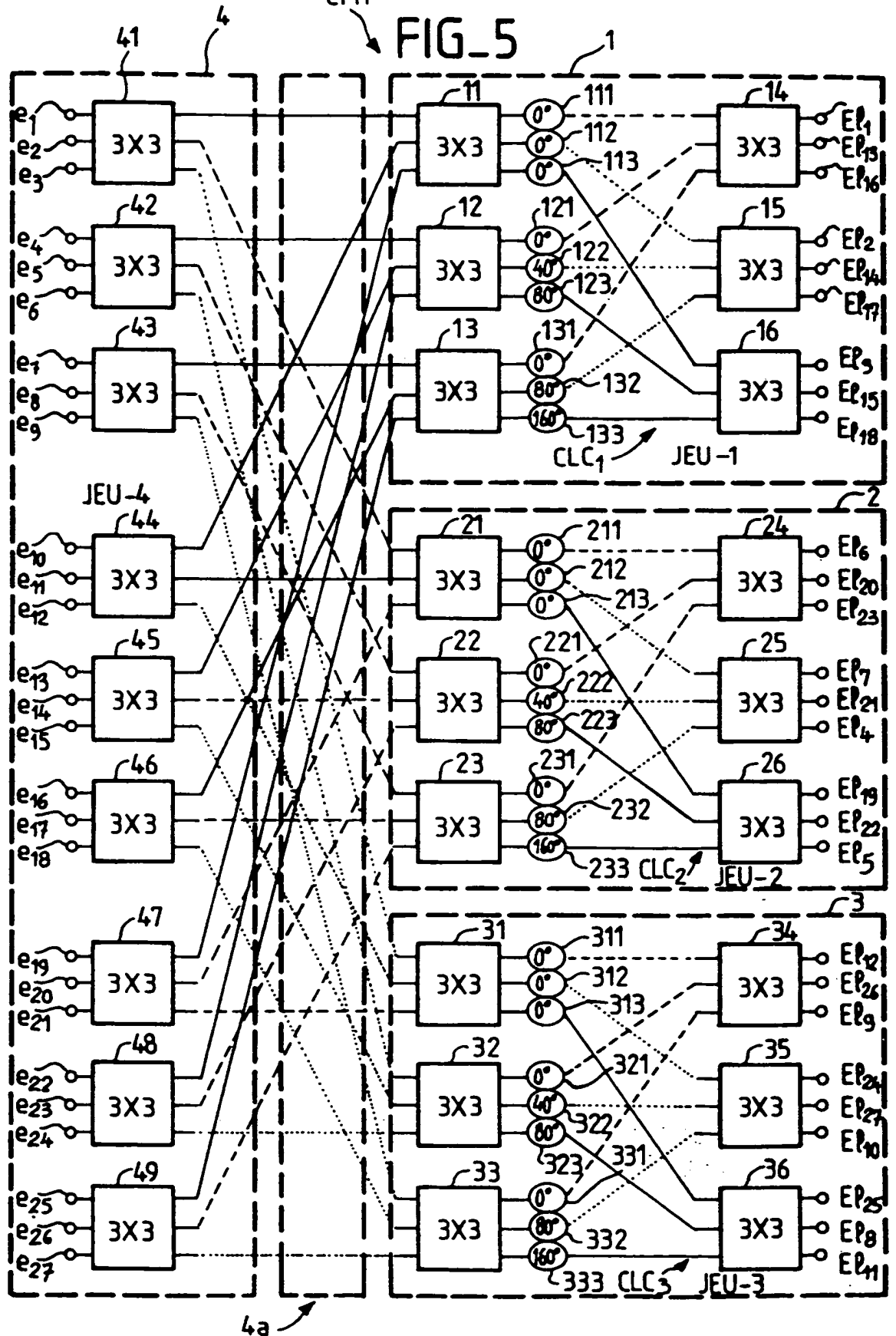
FIG\_3

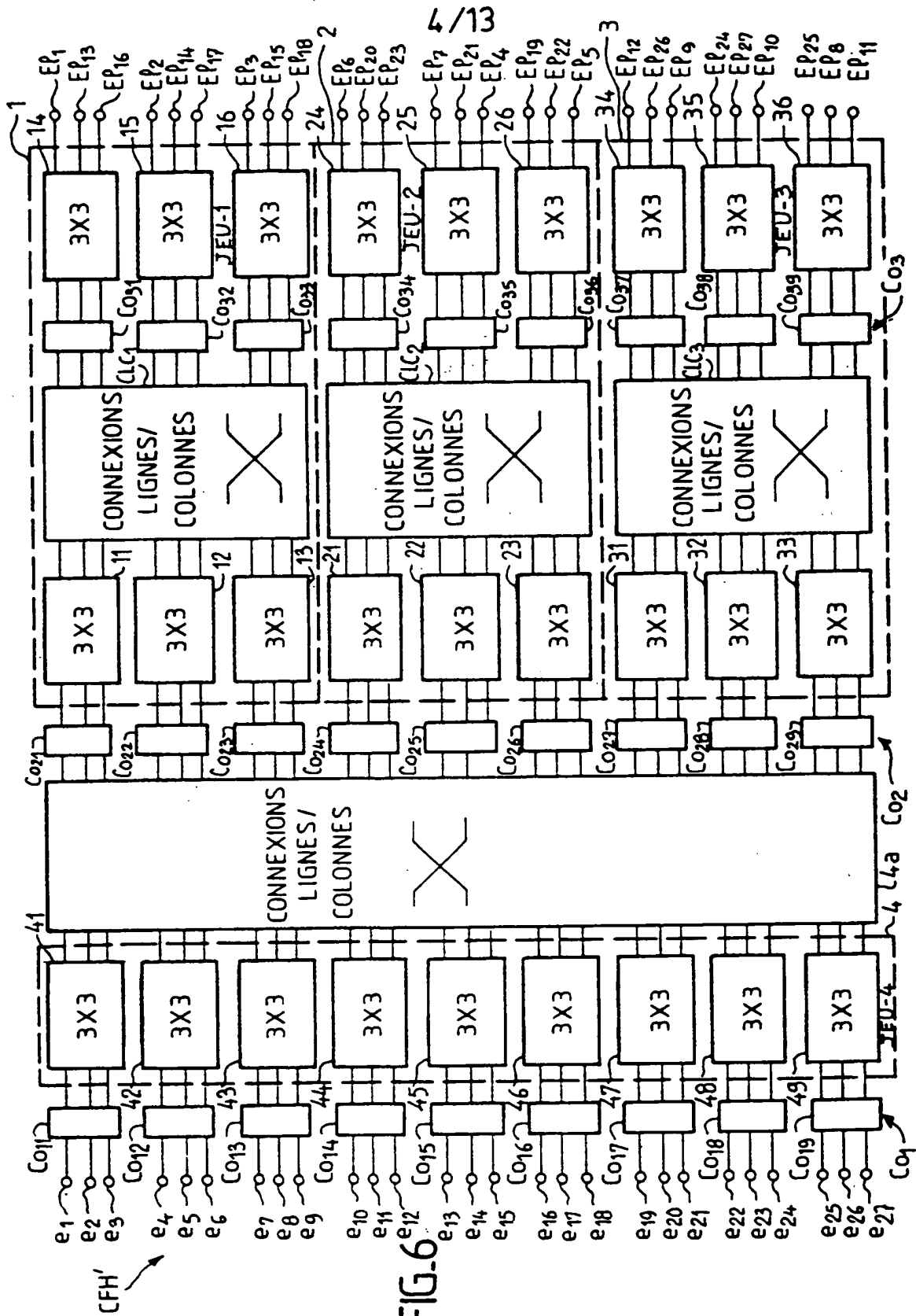


FIG\_4



3/13  
CFH  
FIG. 5





5/13

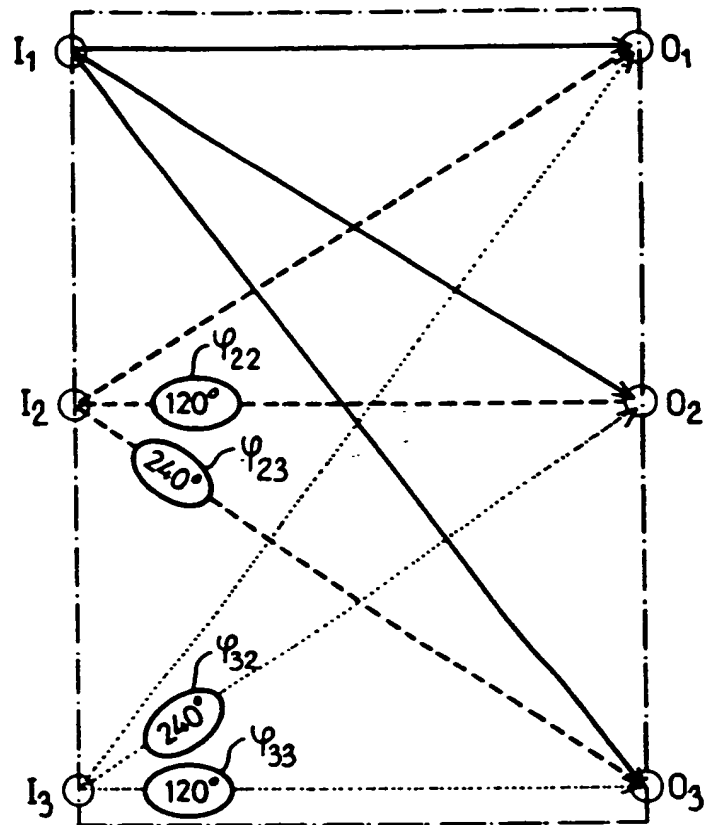


FIG. 7

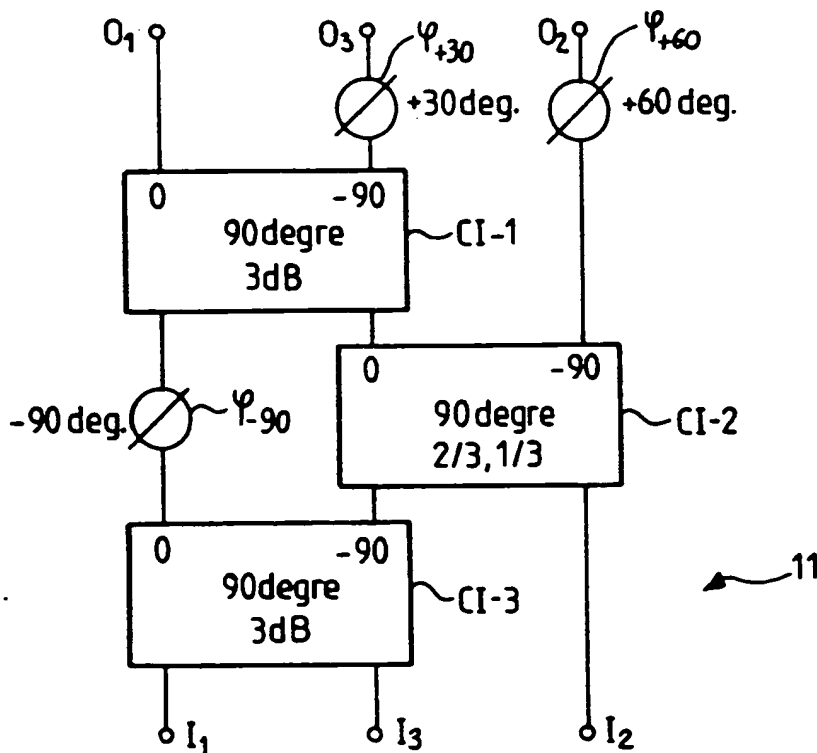


FIG. 8

6/13

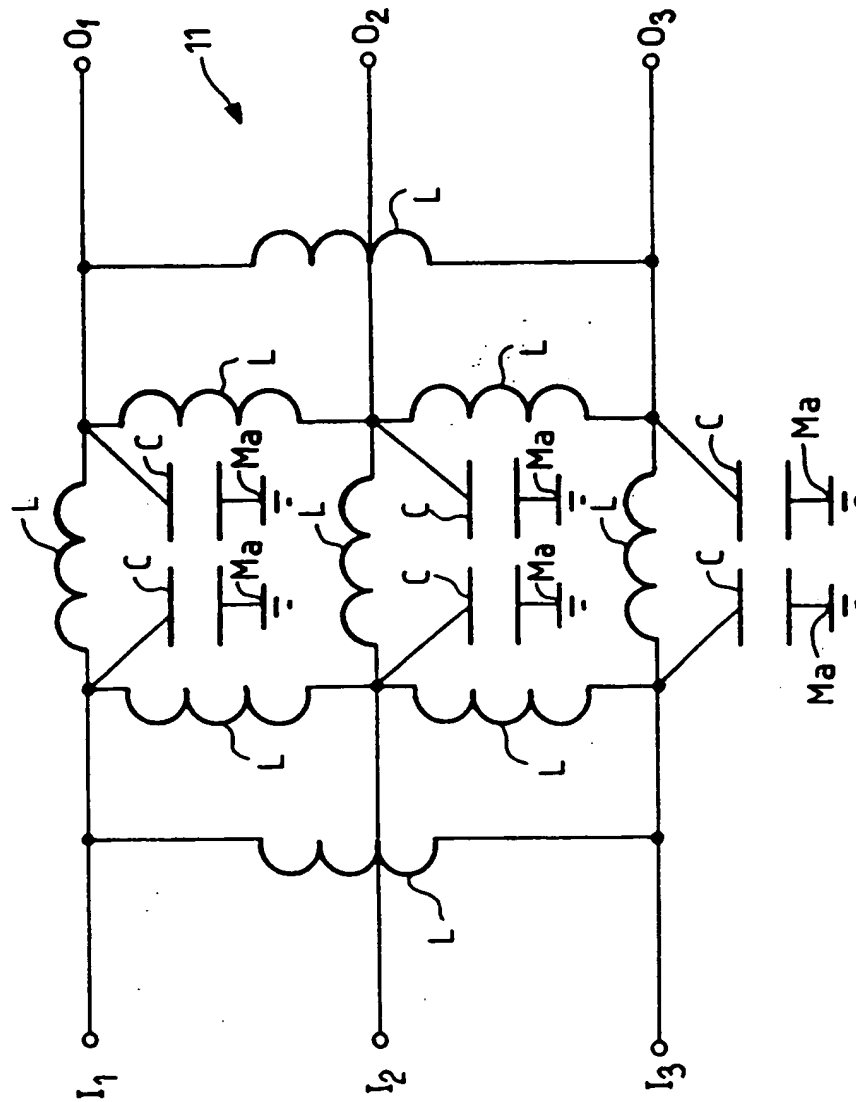


FIG. 9

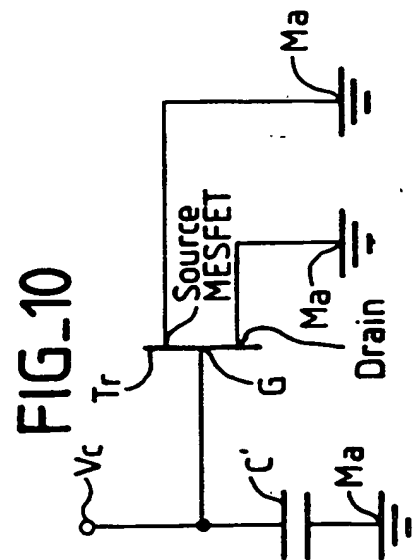


FIG. 10

7/13

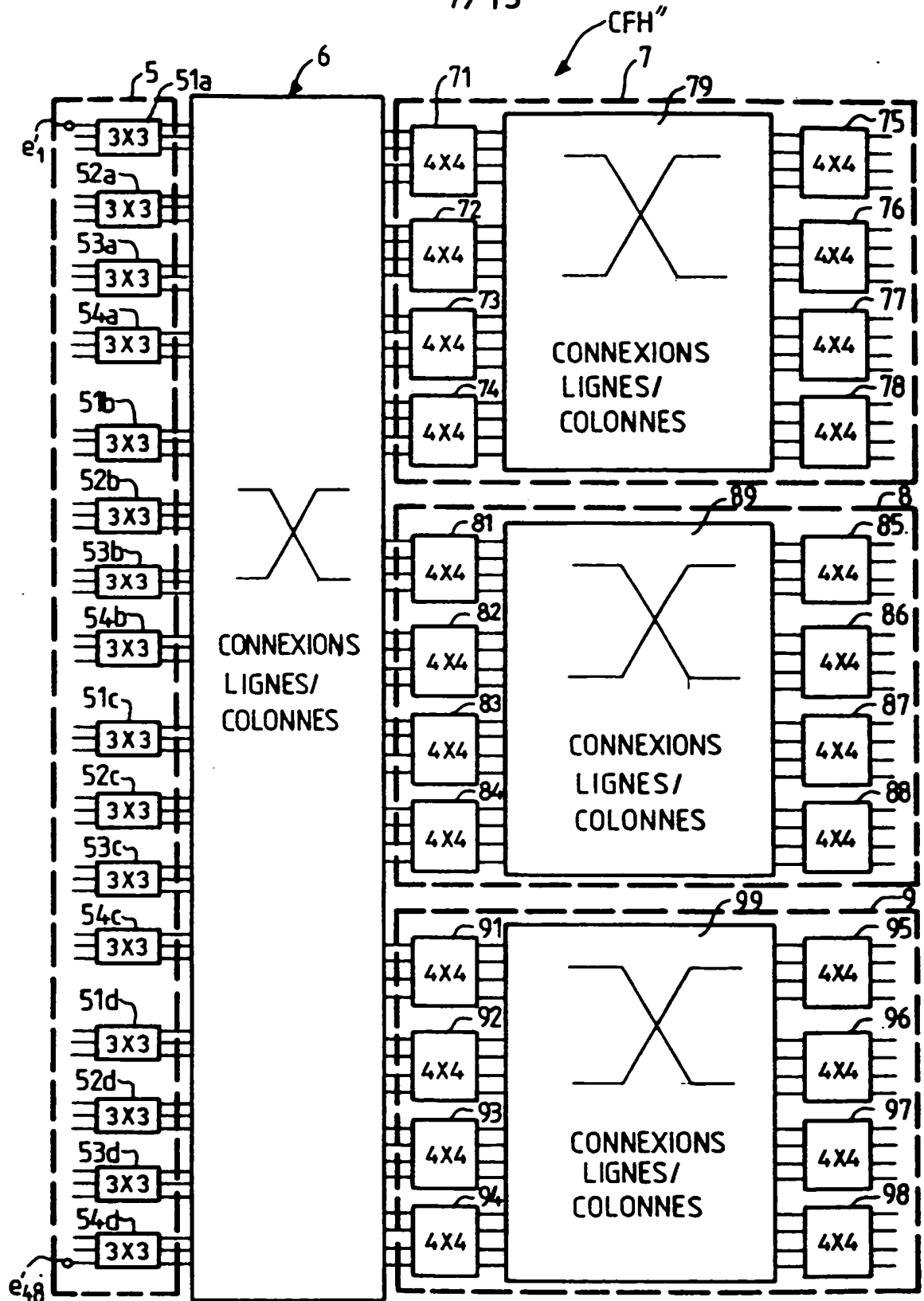


FIG. 11



8/13

FIG. 12

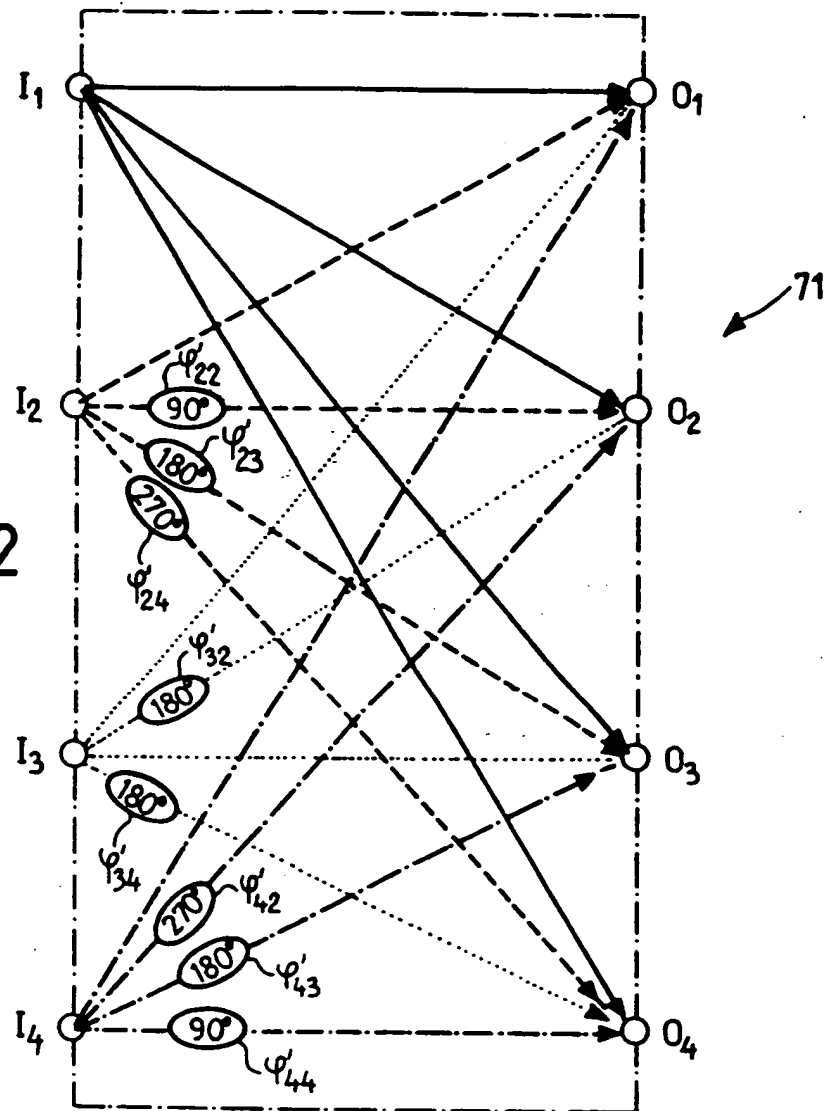
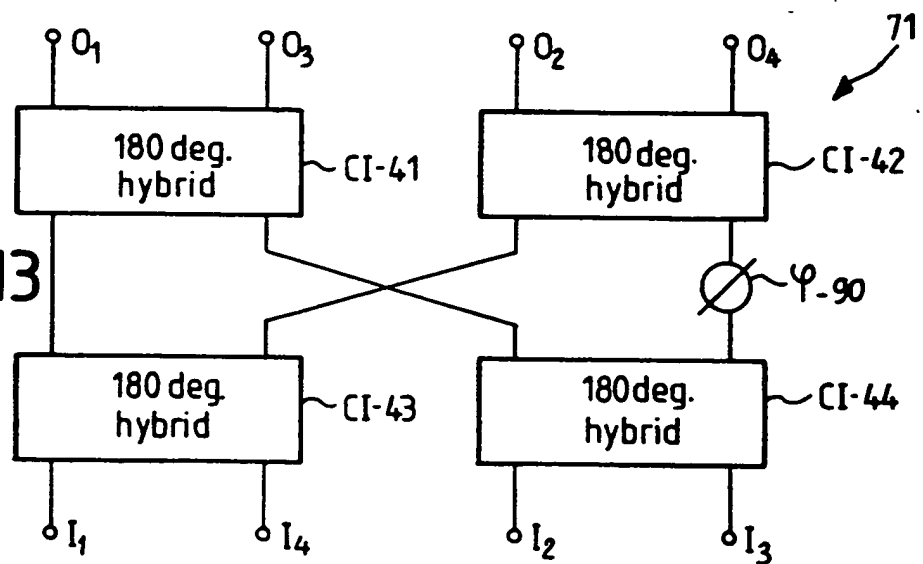
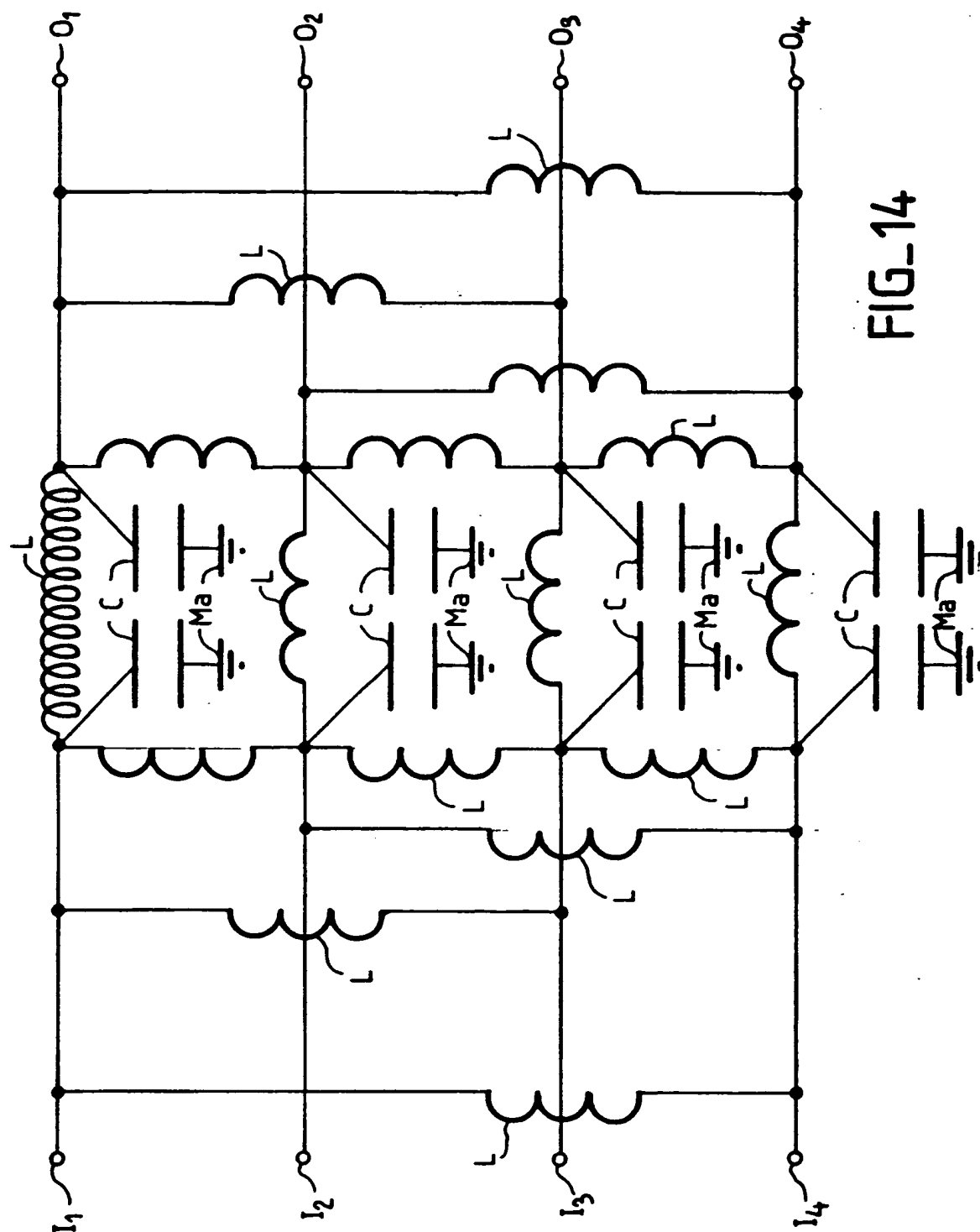


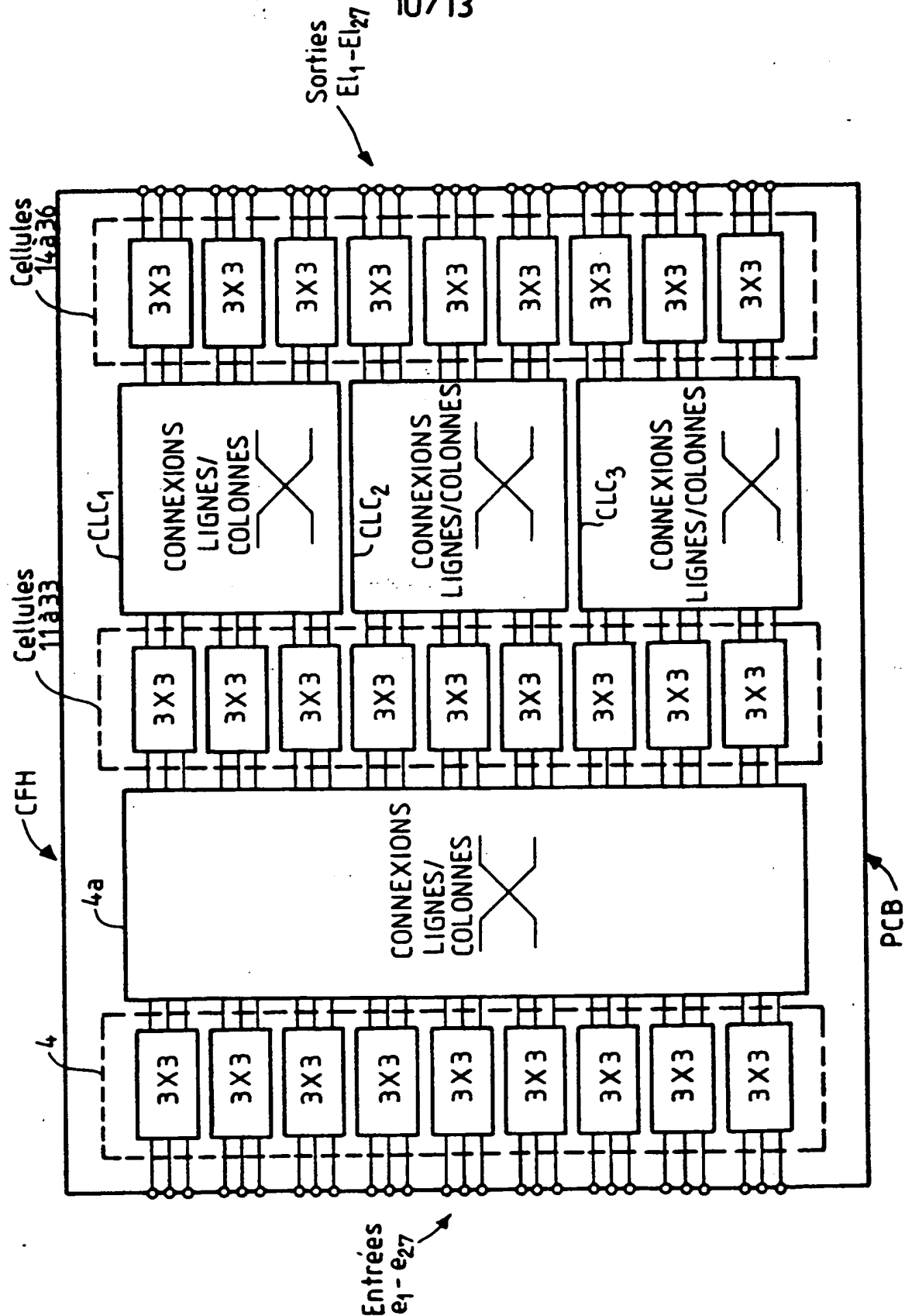
FIG. 13



9/13



10/13



11/13

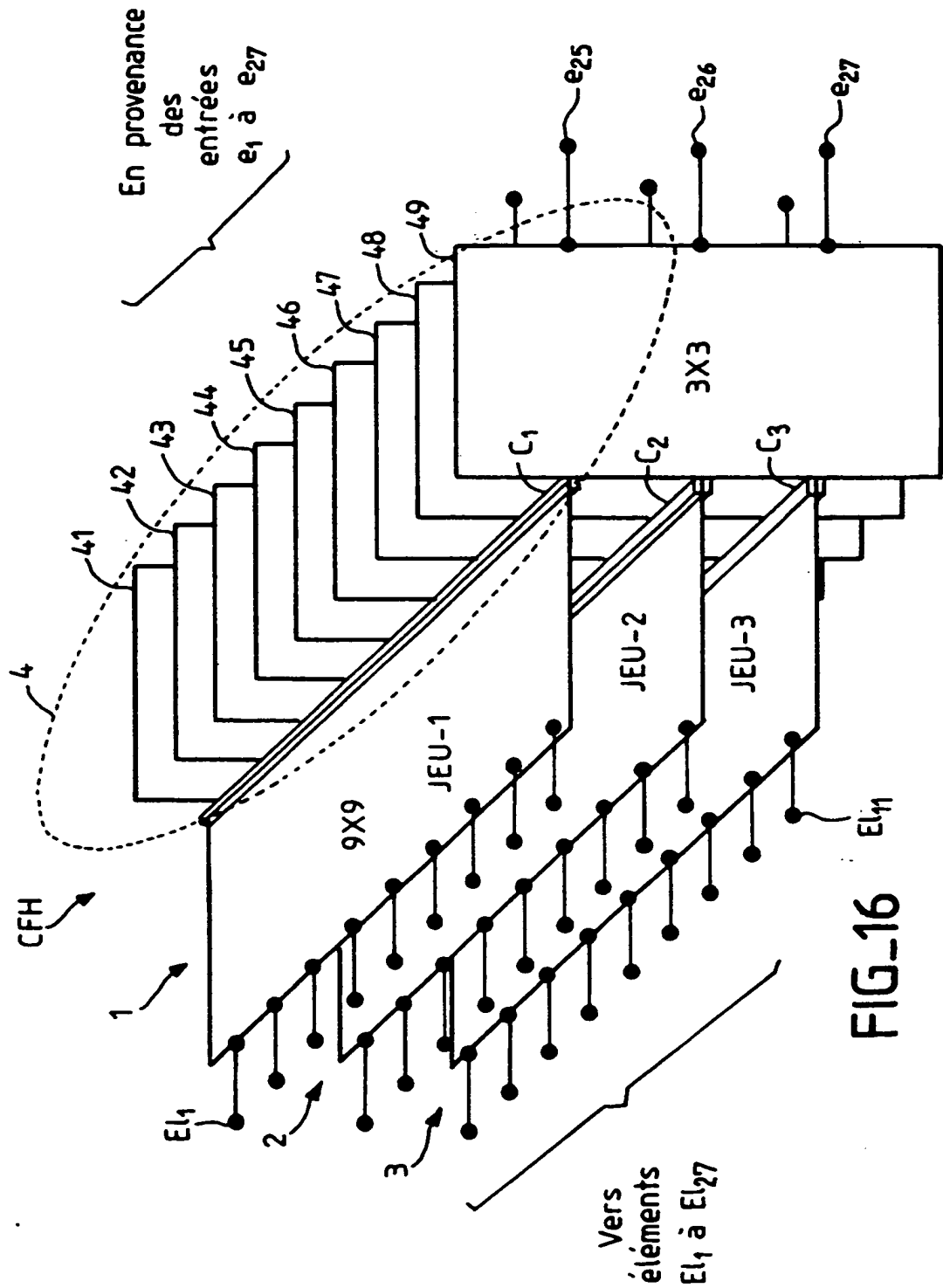
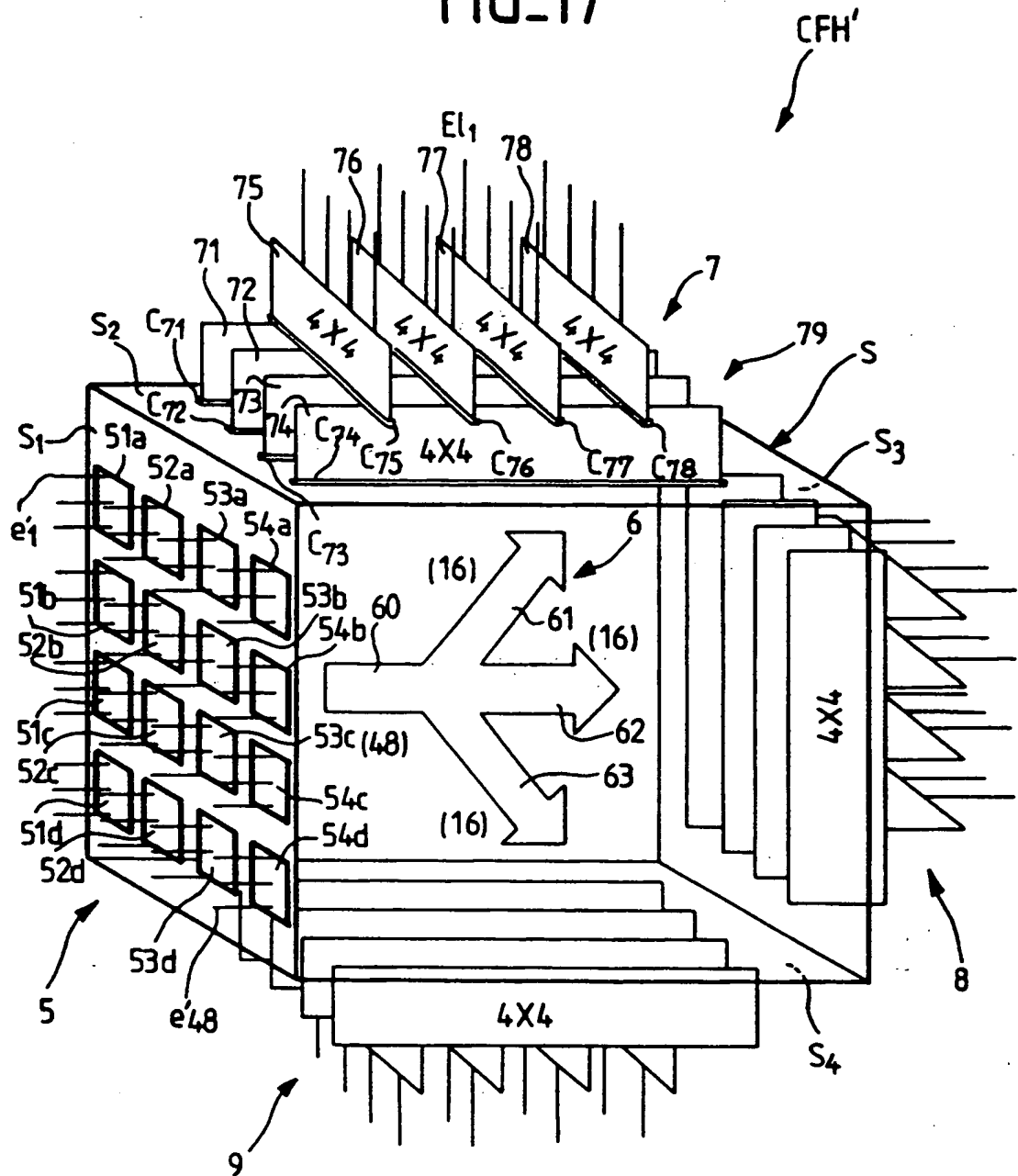


FIG-16

12/13

FIG. 17



13/13

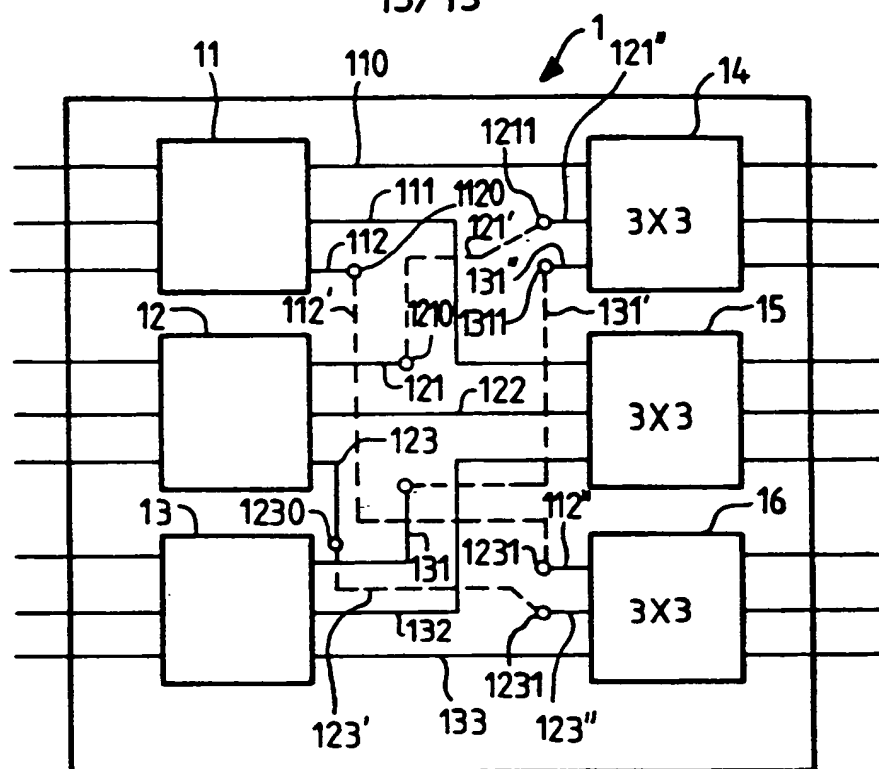


FIG. 18

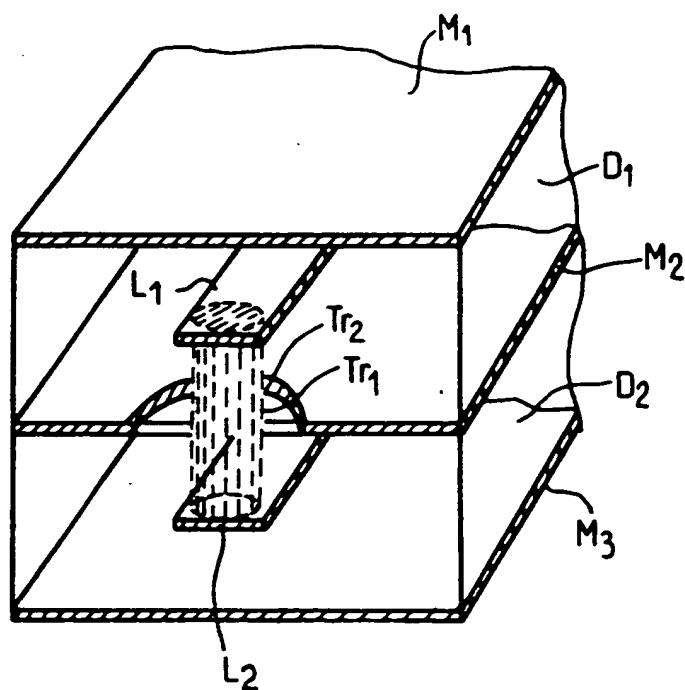


FIG. 19

INSTITUT NATIONAL  
de la

PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE  
PRELIMINAIREétabli sur la base des dernières revendications  
déposées avant le commencement de la rechercheN° d'enregistrement  
nationalFA 511864  
FR 9415229

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concourues de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
D,A	PROCEEDINGS OF THE IEEE, vol. 67, no. 6, Juin 1979 NEW YORK US, pages 930-949, MERSEREAU 'The Processing of Hexagonally Sampled Two-Dimensional Signals ' * page 936, alinéa IV - page 641; figures 9-12 *	1,13,21
D,A	ANTENNA APPLICATIONS SYMPOSIUM , 23 Septembre 1981 - 25 Septembre 1981 MONTICELLO, ILLINOIS, USA, CHADWICK ET AL. 'An Algebraic Synthesis Method for RN2 Multibeam Matrix Network ' * le document en entier *	1,13,21
A	EP-A-0 420 739 (AGENCE SPATIALE EUROPEENNE) * revendications 1-15; figures 1-29B *	1,13,21
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int. CL. 9)
		H01Q
Date d'achèvement de la recherche		Examinateur
12 Septembre 1995		Angrabeit, F
<p><b>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITÉS</b></p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'un ou de plusieurs revendications ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons &amp; : membre de la même famille, document correspondant</p>		

1

EPO FORM 150 (04.92) (P&amp;C/L)

**THIS PAGE BLANK (USPTO)**